4 Compatibilité électromagnétique (CEM)

4.1 Introduction – définitions

Le fait que les équipements que nous construisons et utilisons sont placés dans un environnement naturel, les soumet à des perturbations : rayonnements cosmiques, éclairs dans un orage, bruit intrinsèque dans la matière même des éléments. Bien plus, l'activité humaine est source de bruit : émission radio et TV, communications haute-fréquence, champs électromagnétiques des lignes de distribution d'énergie, des moteurs et générateurs, étincelles d'allumage des moteurs à combustion etc.

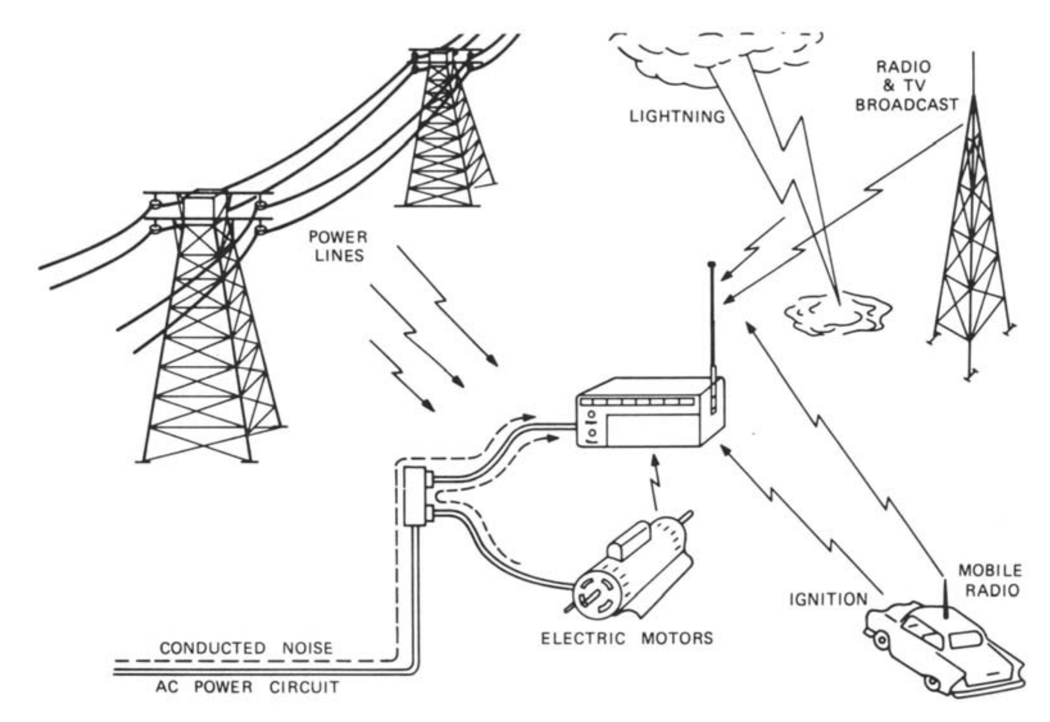


Figure 4.1 - Différentes source de bruits agissant sur un récepteur radio *(H. Ott)*

Lors de la conception et de la réalisation d'un système, il convient de tenir compte de l'existence de ces perturbations, et de prévoir des méthodes permettant de réduire suffisamment leur influence, de manière à assurer un fonctionnement sûr dans tous les cas d'utilisation. De même il faut éviter que le système développé ne produise trop de perturbations dans son environnement. Enfin à l'intérieur même de l'équipement, les mêmes phénomènes se produisent, une partie du système peut perturber d'autres parties plus sensibles. Si, à l'évidence, il est impossible de supprimer toute perturbation, il faut distinguer une perturbation sans conséquence sur la fonction de l'équipement et une perturbation provoquant des erreurs, momentanées ou une panne du système, que nous appellerons alors des **interférences**.

La **Compatibilité ElectroMagnétique (CEM ou en anglais EMC)** prend ainsi un triple aspect :

- Ne pas produire d'interférences dans un autre système
- Ne pas subir d'interférence de l'environnement
- Ne pas interférer avec lui-même (auto-interférence)

L'objectif de ce chapitre est de donner une introduction aux méthodes utilisées pour obtenir une telle qualité.

Bibliographie:

Henry W. Ott: Noise reduction techniques in electronic systems (éd. John Wiley & Sons)

Clayton R. Paul: Introduction to Electromagnetic Compatibility (John Wiley & Sons)

William G. Duff: Fundamentals of Electromagnetic Compatibility (Interference Control technologies, Virginia)

Michel Mardiguian : Controlling Radiated Emissions by Design (Kluwer Academic Publishers)

Howard W. Johnson, Marin Graham : High Speed Digital Design (Prentice Hall)

Stephen H. Hall, Garett W. Hall, James A. McCall : High-Speed Digital Design (John Wiley & Sons)

Pierre Degauque, Joël Hamelin : Compatibilité Electromagnétique

4.1.1 Historique

On pourrait faire remonter la compatibilité électromagnétique au tout début des transmissions radio (1901 Marconi réalise la première transmission à travers l'atlantique), mais si l'on constatait déjà la présence d'interférences, il suffisait de changer de fréquence d'émission pour résoudre le problème. Avec la multiplication des émetteurs les problèmes sont devenus plus sensibles, et en 1933 la CEI (commission électrotechnique internationale) a recommandé la création d'un comité spécial sur les interférences radio (CISPR). Ce dernier a établi les méthodes de mesure et des recommandations sur les limites de niveaux d'émission admissibles.

Avec l'avènement du transistor (1950), puis des circuits intégrés (1960), et la tendance à remplacer le traitement analogique des signaux par un traitement numériques (dès 1970), les vitesses et donc le domaine fréquentiel des perturbations n'a fait que croître, et les problèmes de compatibilité à empirer. Avec la multiplication des ordinateurs personnels, et l'augmentation des vitesse d'horloge le problème est devenu crucial si bien que d'une base volontaire (recommandations), les pays en sont arrivés à édicter des lois (normes CENELEC en Europe, FCC aux USA), toutes basées sur les recommandations CEI, à quelques variations spécifiques près. Ces normes sont destinées à limiter la « pollution » électromagnétique, et par conséquence de concevoir des équipement capable de travailler correctement en présence de ces niveaux, mais seuls les essais d'émission sont exigés. Elles distinguent les applications à usage domestique (un PC interfère avec le récepteur TV du voisin, juste de l'autre coté de la paroi ! !) où les niveaux admis et les distances entre émetteur et récepteur des perturbations sont les plus faibles, et les autres applications en milieu industriel.

Seuls les militaires exigent actuellement des essais de « susceptibilité » : l'équipement est soumis à des niveaux donnés de rayonnement électromagnétique et doit fonctionner sans erreur. Toutefois il est permis de supposer que dans un proche avenir des essais semblables seront également exigés dans le domaine commercial, en vue d'une homologation CEM.

4.1.2 Aspects fondamentaux de la CEM

Lors de l'analyse d'un problème de perturbation électromagnétique on constate que le problème englobe trois éléments : une **source de perturbation** qui émet de l'énergie électromagnétique, un **canal de couplage** au travers duquel l'énergie de ces perturbations se propage et enfin un récepteur qui capte cette énergie, la traite et la superpose à sa fonction normale. Si les perturbations reçues par ce dernier sont trop élevées et provoquent des interférences, alors on parle de **victime** de ces perturbations.



Figure 4.2 Transmission des perturbations

Dans la majorité des cas le canal de transmission est involontaire, et il y a toujours transmission de perturbations, mais pour considérer qu'il y a interférence, il faut que l'amplitude de ces perturbations atteigne un niveau

suffisant pour fausser le comportement du récepteur, qui devient alors la victime. Souvent il est difficile de déterminer à partir de quel niveau il faut considérer qu'il y a interférence : par exemple des bruits parasites sur l'écran d'un radar peuvent conduire un débutant à mal interpréter ce qu'il observe, alors qu'un utilisateur expérimenté n'aura aucun problème à interpréter correctement l'écran – quel niveau faut-il alors admettre à l'écran ? Il en est de même pour tous les circuits analogiques : la perturbation s'ajoutant au signal utile sera toujours visible, à partir de quel niveau faut-il admettre qu'il y a interférence ? Même pour des circuits logiques le problème peut se poser : si le récepteur exploite un algorithme de correction des erreurs de transmission, alors des perturbations d'un niveau supérieur à la marge de sécurité des niveaux logiques peuvent devenir admissibles.

Source et récepteur peuvent être classé comme **intentionnel** ou **involontaire** : tant l'un que l'autre peuvent avoir été conçu pour émettre ou recevoir de l'énergie électromagnétique, ce sont alors des émetteurs ou récepteurs intentionnel (émetteur- récepteur radio ou TV par ex), dans ce cas la notion de perturbation et d'interférence dépend du canal de transmission considéré : un récepteur accordé sur la fréquence de l'émetteur de Sottens considère cet émetteur comme intentionnel, par contre si les signaux transmis par ce même émetteur sont captés par un récepteur accordé sur une autre station, alors il sera considéré comme une source involontaire, produisant des perturbations voir des interférences ! ! Il est donc indispensable de considérer le domaine de fréquence des perturbations.

Enfin le canal de transmission n'est pas seulement limité aux ondes électromagnétiques dans l'air, mais peuvent passer à travers les fils et câbles de liaison, soit directement de l'émetteur à sa victime, soit par conduction sur une partie du trajet, les câbles servant ensuite d'antenne. C'est particulièrement vrai pour le réseau d'alimentation 50 Hz : celui-ci est si dense qu'il permet la propagation des perturbations, et sert de réseau d'antenne très « efficace ».

De cette représentation de la transmission des interférences, nous pouvons déduire qu'il y a trois moyens de réduire les perturbations à un niveau acceptable :

1) **supprimer ou diminuer les émissions à la source**,
2) **agir sur le canal de couplage** pour minimiser la transmission source à victime
3) **rendre la victime insensible à la perturbation**

Mis à part l'utilisation de blindages, consistant à placer l'émetteur ou le récepteur dans une enceinte métallique, ce qui a pour effet de fortement réduire le couplage des perturbations, les méthodes de réduction tant à l'émission qu'à la réception, cherchent à agir soit sur les dimensions et règles de câblage pour réduire l'émission ou la susceptibilité, soit sur le domaine de fréquence considéré : Les circuits de découplage et de filtrage tendent à ne laisser passer que les signaux utiles et à empêcher la propagation des perturbations dont les fréquences sont différentes. De même, sachant qu'un signal rectangulaire (tel qu'on en a dans les circuits digitaux) contient des composantes haute-fréquence qui se propagent facilement dans les canaux de couplage, on cherchera à ralentir les flancs de transition (temps de montée et de descente) ce qui diminuera d'autant les risques d'interférence. Bien sûr la limite est imposée par le fonctionnement même du circuit, mais pourquoi choisir des circuits avec un temps de montée de 1 ns, si la fonctionnalité peut être assurée avec des transitions de 15 ns ? Enfin le choix du câblage et de sa disposition vont permettre de fortement diminuer les effets d'antenne (à l'intérieur des appareils ou dans les câbles de liaison du système).

La constatation que le couplage des perturbations peut se faire tant directement par rayonnement que par conduction dans les câbles, et d'autre part que tout équipement peut être, selon les circonstances, émetteur ou récepteur (victime ?) des perturbations conduit à décomposer les essais et analyses en quatre catégories, que l'on retrouve dans les normes de compatibilité:

1 Emission rayonnée : Mesure des champs EM rayonnés par l'équipement sous test
2 Susceptibilité aux rayonnements : Capacité de fonctionner en présence de champs EM donnés
3 Emissions conduites par l'équipement : Mesure des perturbations injectées dans le réseau
4 Susceptibilité à la conduction : Capacité de fonctionnement en présence de perturbations conduites (réseau ou câble de données)

Ces 4 types d'essais sont illustrés ci dessous.

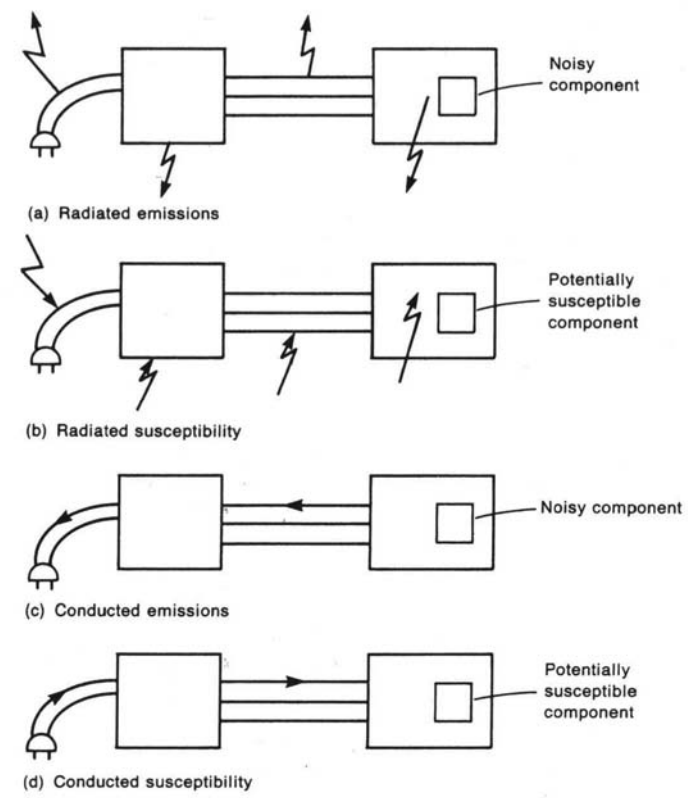


Figure 4.3 – Les quatre types d'essai de compatibilité *(C. Paul)*

Du fait que le rayonnement se fait tant directement depuis les appareils qu'à partir des câbles (alimentation, liaisons de donnée), les essais ne peuvent se faire que sur un système complet, équipé de ses câbles. Par exemple pour obtenir une certification de compatibilité pour une imprimante, les essais doivent se faire avec un PC équipé, transmettant une série de caractères assurant un cas défavorable de transitions dans les lignes de données (une suite de H). C'est l'ensemble qui est alors considéré comme « l'équipement sous test » (abrégé en anglais EUT).

4.1.3 Normes

La compatibilité électromagnétique revêt en fait deux aspects : d'une part respecter les lois afin de ne pas polluer l'environnement et garantir la sécurité humaine, d'autre part respecter les critères du fabricant , dans le but d'assurer la satisfaction du client (que dirait celui-ci, s'il découvrait après avoir acheté un équipement vidéo que le mode d'emploi indique que la garantie n'est pas valable si l'appareil est utilisé à moins de 3 km d'un émetteur radio FM de puissance supérieure à 3 kW ?). Si l'aspect législatif de pollution (émission EM) est décrit dans les différentes normes internationales et nationales, les critères internes des fabricants (susceptibilité) sont bien évidemment variables et l'on ne peut que les aborder de manière qualitative.

Au niveau international c'est la commission électrotechnique internationale (**CEI**), plus particulièrement le comité international spécial de perturbations radioélectriques (**CISPR**) qui propose les niveaux de perturbations admissible et définit les méthodes de mesures et d'essai. Celles-ci sont généralement reprises (avec quelques éventuelles adaptations spécifiques) au niveau des différents pays. Aux USA c'est la FCC (federal communications commission) qui gère ces problèmes (pour des raisons historiques, les niveaux admis diffèrent quelque peu des niveaux CISPR, mais une forte pression est exercée pour harmoniser l'ensemble). En Europe la CENELEC (Comité Européen de Normalisation ELECtrotechnique) établit les standards directement sur la base des documents du CISPR, et ses normes portent le même numéro précédé de EN en lieu et place de IEC. Si aucune variation nationale n'existe, ces standards deviennent des normes.

Dans la quantité de normes existantes, il convient de distinguer deux catégories :

1. Les normes de base ou **génériques**, donnant les limites et méthodes de base applicable de manière générale à tous les équipements
2. Les normes **spécifiques** à une catégorie de produits ou d'application.

Les normes génériques sont aux nombre de 4 décrivant séparément l'immunité et les émissions pour deux catégories d'équipement :

- EN 61000-6-1 Immunité pour les zone résidentielles, commerciale et d'industrie légère (classe B)
- EN 61000-6-2 Immunité pour les zones industrielles (classe A)
- EN 61000-6-3 Emission pour les zone résidentielles, commerciale et d'industrie légère (classe B)
- EN 61000-6-4 Emission pour les zones industrielles (classe A)

Ci dessous sont présentées les limites d'émission (conduction 0.15 à 30 Mhz, et rayonnement 30MHz à 1Ghz) pour les appareils classe B = zone résidentielles.

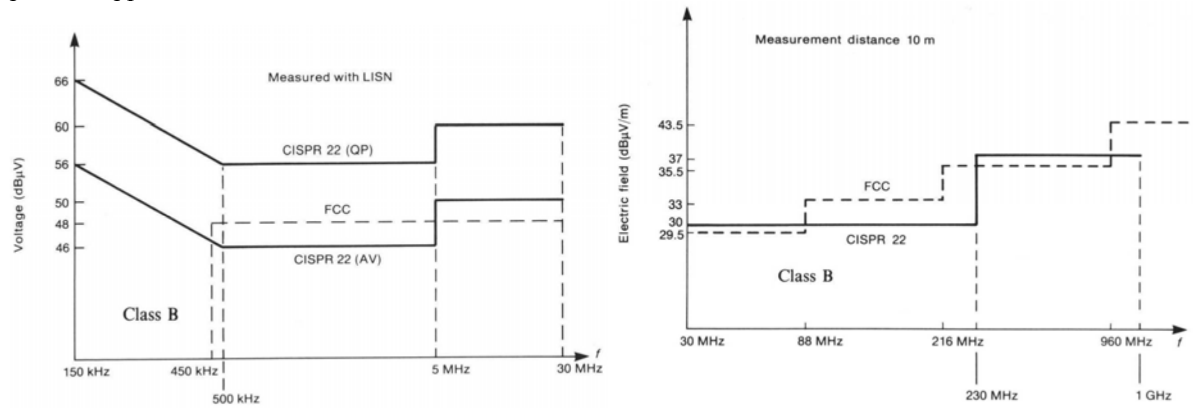


Figure 4.4 – Limites de conduction et de rayonnement pour un appareil classe B (zone résidentielle)

Remarquons que ces normes sont continuellement réadaptées en fonction des besoins. Par conséquent il convient de se renseigner auprès des organismes de normalisation pour savoir quelle est la dernière version de la norme en cours. La date ajoutée après le No de la norme (p. e. EN 61000-6-1-2001) indique l'année d'adoption et de mise en vigueur.

Si l'obtention de la certification de compatibilité et le droit de marquer l'appareil avec la marque CE, ne peuvent être obtenues qu'auprès de laboratoire d'accréditation certifiés, celle-ci incluant une étude de la conception et de la chaîne de production de l'équipement, il est indispensable de connaître et utiliser les normes relatives au produit, si l'on veut espérer obtenir rapidement une certification. La démarche à prendre pour le choix des textes à utiliser est indiquée dans l'organigramme suivant :

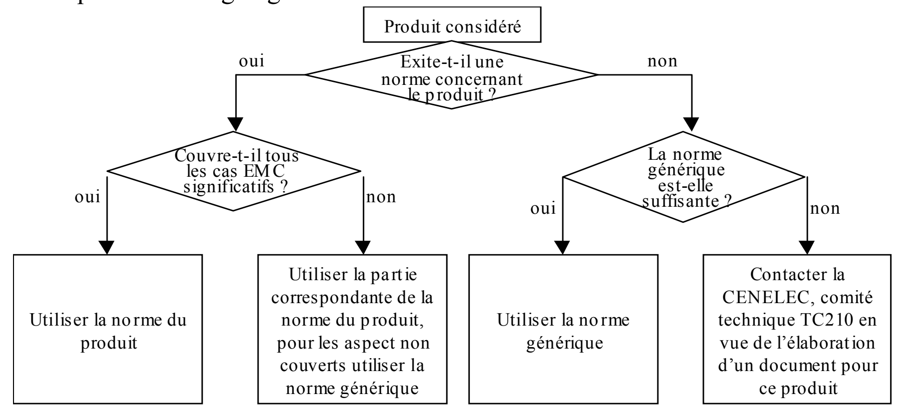


Figure 4.5 – Utilisation des normes produits et génériques

4.2 Sources de bruits, caractéristique temporelle et fréquentielle

Un certain nombre de bruits et perturbations prennent leur origine dans des source naturelles (foudre, décharge électrostatique (ESD), activité solaire, sources cosmiques) et la seule possibilité est de rendre les équipement insensibles et résistants à ces perturbations. La majorité des sources est cependant d'origine humaine, résultant du fonctionnement des équipements construits.

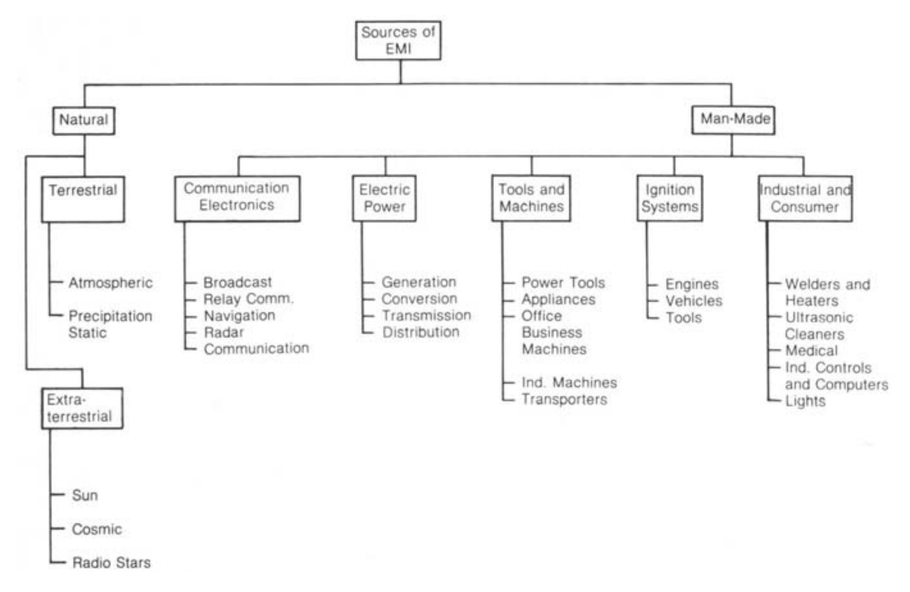


Figure 4.6 Sources de bruit *(W. Duff)*

Plutôt que de les classer en fonction de leur origine il convient plutôt d'examiner leur comportement temporel et fréquentiel, de là en effet découlent les méthodes de mesure d'émission et les caractéristiques des générateurs d'essai d'immunité.

4.2.1 Sources permanentes et sources intermittentes

Par définition une source permanente émet des perturbations aussi longtemps que l'appareil contenant cette source est en fonction. Par opposition une source intermittente n'émet des perturbations que sporadiquement, donc de manière imprévisible, à des intervalles pouvant varier entre quelques secondes et plusieurs jours, elles sont donc particulièrement difficiles à identifier (dépannage) et à caractériser. Souvent très variable d'un événement à l'autre, seule une analyse statistique permettra de définir la forme et le spectre de ces émissions.

Un exemple typique de source permanente est l'horloge d'un système numérique. Si elle est en fonction tant que le système est enclenché, le niveau d'émission peut cependant varier, en fonction du contenu des données traitées dans l'appareil. Une analyse statistique du niveau d'émission reste donc indispensable : mesure du niveau moyen, et du niveau « quasi-crête ».

La foudre et les décharges électrostatiques sont des exemples de sources intermittentes.

4.2.2 Sources large bande et bande étroite

Une source est à « bande étroite » si sa largeur de bande est plus petite qu'une bande de référence (celle du récepteur : instrument de mesure ou victime). Toute l'énergie émise est alors reçue par le récepteur et définit le niveau des perturbations. Celui-ci ne change donc pas si l'on change la bande passante du récepteur. On peut alors se contenter de spécifier le niveau de champ électrique (V/m) correspondant à la fréquence considérée.

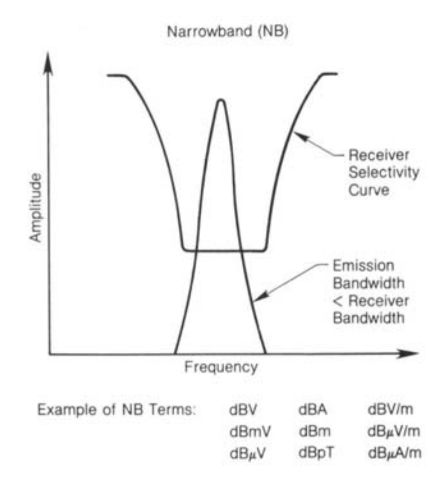


Figure 4.7 Source à bande étroite *(W. Duff)*

Une source est qualifiée de « large bande » si sa largeur de bande est plus grande qu'une bande de référence. Dans ce cas le niveau mesuré, et le niveau des perturbations est dépendant de la largeur de bande du récepteur. On doit donc spécifier le niveau relatif à la bande passante : V/m/Mhz.

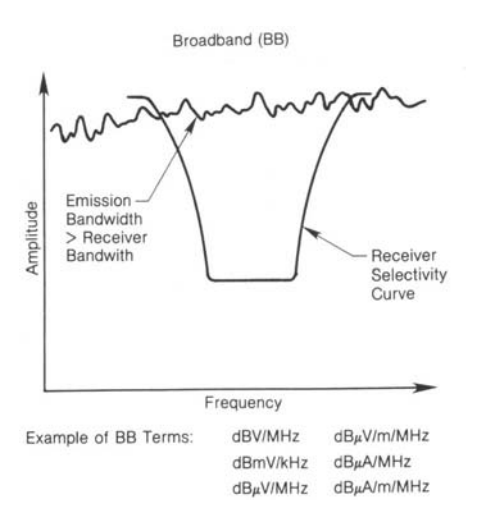


Figure 4.8 Source à large bande *(W. Duff)*

W. G. Duff indique que dans ce cas il faut préciser si la source est cohérente ou non : pour une source cohérente, il y a une relation de phase définie entre les différentes composantes de fréquence. Toute source de signaux périodiques non sinusoïdaux (signal logique, horloge) est une source large bande (les harmoniques couvrent une très grande bande de fréquence), cohérente car la relation de phase entre ces harmoniques est bien définie. Il affirme alors que le niveau est proportionnel à la largeur de bande – *J'en doute : dans un signal formé du plusieurs composantes, la valeur efficace est toujours la racine de la somme des valeurs efficaces des différentes composantes, dans ce cas le niveau, en valeur efficace est proportionnel à la racine de la bande passante, comme pour une source non-cohérente ; par contre la relation de phase a une implication directe sur la valeur de crête : on peut alors, si la phase est la même pour touts les composantes, admettre que la valeur de crête du niveau mesuré est la somme des différentes composantes – Comme en CEM on cherche le plus souvent à qualifier la valeur de crête, alors l'affirmation est correcte si l'hypothèse de phase est vérifiée.* Par contre dans une source non cohérente, la relation de phase entre les composantes est aléatoire, et le niveau est la combinaison des valeurs efficaces des composantes, par conséquent il est proportionnel à la racine carrée de la bande passante du récepteur. Les lampes à gaz (alimentées en continu), les décharges par effet corona, les corps noir sont des exemples de sources incohérentes.

4.2.3 Sources intentionnelles et non-intentionnelles

Les sources intentionnelles sont bien sûr les émetteurs de communication. Ici on souhaite transmettre une information à distance et les puissance d'émission sont élevées. Une étude statistique en suisse a été publiée en 1993 par J. Baumann, G. J. Behrmann et H. Garbe . Un spectre typique montre les émissions des stations, les différentes bandes étant indiquées, on repère facilement le type d'émetteur.

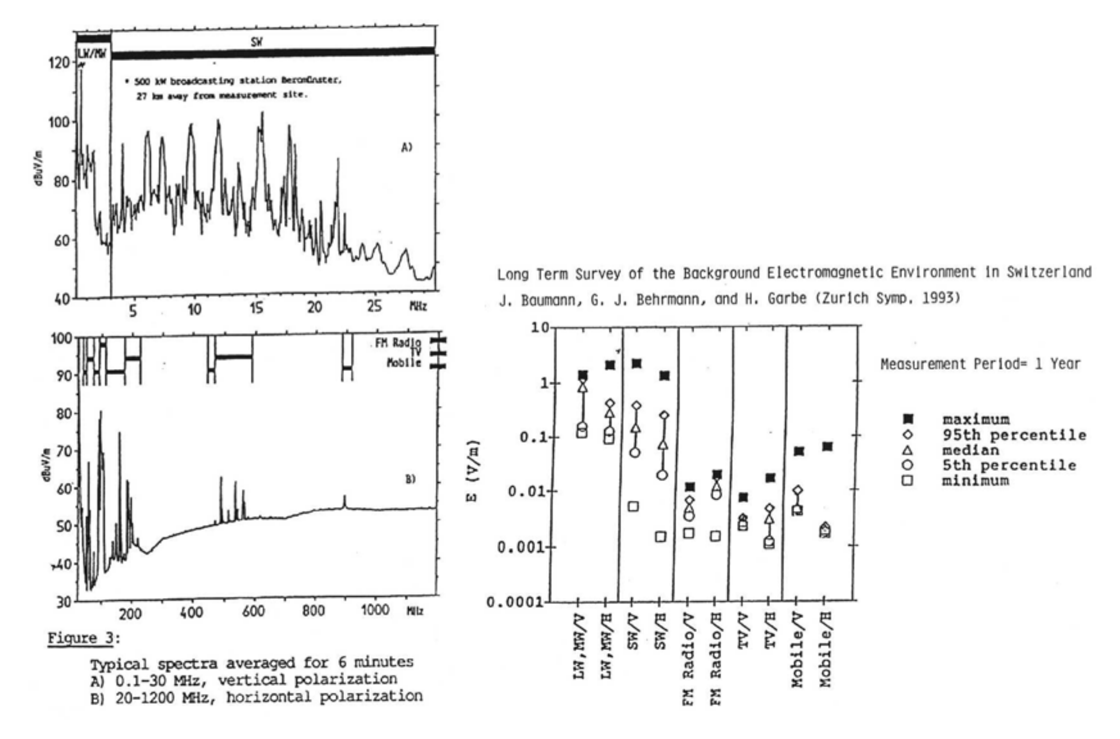


Figure 4.9 Etude statistique des niveaux d'émission en Suisse

La statistique à long terme, montre les niveaux dans chaque bande de fréquence (minimum, maximum et domaine de probabilité 5 à 95%. On voit que des champs de 1 à 20 V/m sont tout à fait possible, selon le type d'émetteur et la position de mesure. C'est ce genre d'analyse qui permet de choisir le niveau des essai d'immunité au rayonnement (par exemple la « Navy » exige des test sous 5V/m dans tout le domaine de fréquence).

Une source est « non-intentionnelle » si la fonction de l'équipement est autre que la communication radio. Dans ce cas les émissions ne sont que parasites, donc la puissance émise est d'un niveau largement inférieur aux sources intentionnelles. Seule la proximité des ces sources peut conduire à des risques d'interférence.

4.2.4 Sources impulsionnelles

La grande majorité des sources non-intentionnelles sont des sources de transitoires, soit sous forme d'impulsion unipolaire, soit sous la forme d'une oscillation amortie (qui sont en fait la réponse impulsionnelle d'une partie du système à une très courte impulsion unipolaire – assimilable à une impulsion de dirac). On les caractérise par leur temps de montée (temps nécessaire pour passer de 10 à 90% de l'amplitude crête, et par la durée de l'impulsion unipolaire (à 50% de l'amplitude), ou par la période de l'oscillation amortie et son taux d'amortissement. L'oscillation amortie étant déjà la réponse (visible dans le canal de transmission) à une impulsion unipolaire, nous ne les étudierons pas plus en détail.

Transients

- Lightning Strikes
- Relay Closures
- Electrostatic Discharge
- Power Line Transients ("Spikes")

Time Domain Pulses: Unipolar and/or oscillatory (damped Sinusoid).

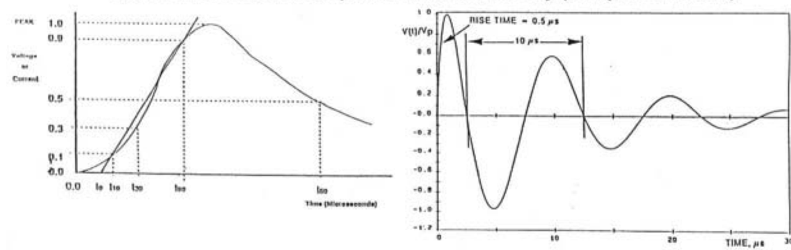


Figure 4.10 Formes d'ondes transitoire *(CPA – Ritenour)*

Plus le temps de montée est court plus le spectre de ces perturbations s'étend vers les hautes fréquences. Les coups de foudre peuvent être représentés par une impulsion unipolaire de durée d'environ 50 µs et de temps de montée de l'ordre de 500 ns, avec une valeur de crête de 30 à 50 kA (*W. Duff)*. Les décharges électrostatiques, si elles sont d'amplitude largement plus faibles (*H. Ott*) de l'ordre de 40 A, sont beaucoup plus rapides : temps de montée de l'ordre de la ns, durée de l'ordre de 50 ns.

Dans le cas des sources permanentes, il faut compléter l'information par la fréquence de répétition du phénomène parasite, et par son rapport cyclique (rapport de la durée de l'impulsion à sa période de répétition) dont dépend le niveau d'énergie donc l'amplitude spectrale. W. Duff indique l'ordre de grandeur de ces paramètres pour les principales sources dont l'origine est l'ouverture d'un contact et donc la formation d'une étincelle.

Table 2.4—Typical Transient Sources

Emitting Transient Source	Repetition Rate	Impulse Width	Duty Cycle
Fluorescent Lamps	100 pps	10^{-7} s	10^{-5}
Ignition Systems:			
Idle Speed	100 pps	10^{-8} s	10^{-6}
Fast Speed	10^{3} pps	10^{-8} s	10^{-5}
Relays and Solenoids:			
Casual Use	10^{-3} pps	10^{-7} s	10^{-10}
Pinball Machine	1 pps	10^{-7} s	10^{-7}
Teletype	10 pps	10^{-7} s	10^{-6}
Brush-Commutator Motor	10^{3} pps	10^{-8} s	10^{-5}
On-Off Switches:			
Wall Switch	10^{-4} pps	10^{-6} s	10^{-10}
Lathe	10^{-3} pps	10^{-7} s	10^{-10}
Copy Machine	10^{-3} pps	10^{-7} s	10^{-10}

Figure 4.11 Principales source de transitoires, et caractéristique *(W. Duff)*

A ces sources il faut ajouter tous les circuits de commutation tels que les alimentations hachées et les circuits numériques. Les fréquences s'étendent ici de quelques dizaines de kHz à quelques centaines de MHz, augmentant régulièrement avec l'évolution des PC. Les temps de montées sont bien évidemment en fonction inverse, ce qui explique que les circuits numériques deviennent la principale cause d'émission de perturbation, dès qu'on se trouve à proximité d'un tel équipement. Les signaux à considérer sont alors de forme trapézoïdale, présentant les deux états logiques, et des temps de montée et de descente quasi identiques.

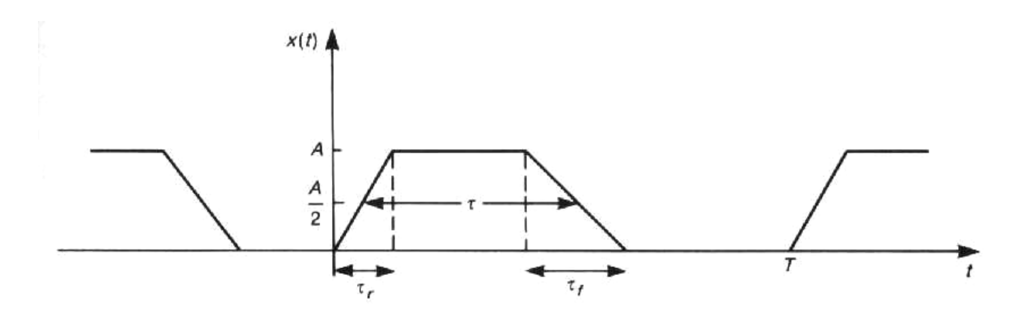


Figure 4.12 Définition des signaux trapézoïdaux – circuits logiques *(C. Paul)*

L'analyse spectrale détaillée des signaux trapézoïdaux correspondant, se trouve maintes fois dans la littérature. Du point de vue de la CEM, nous recherchons plutôt l'enveloppe de ce spectre. Celle-ci peut se définir par une droite horizontale à 2A*τ/T, jusqu'à la fréquence 1/(πτ), suivi d'une pente à –20dB/décade, jusqu'à la fréquence de $1/(\pi\tau_r)$. Et se terminant par une pente de –40 dB/décade.

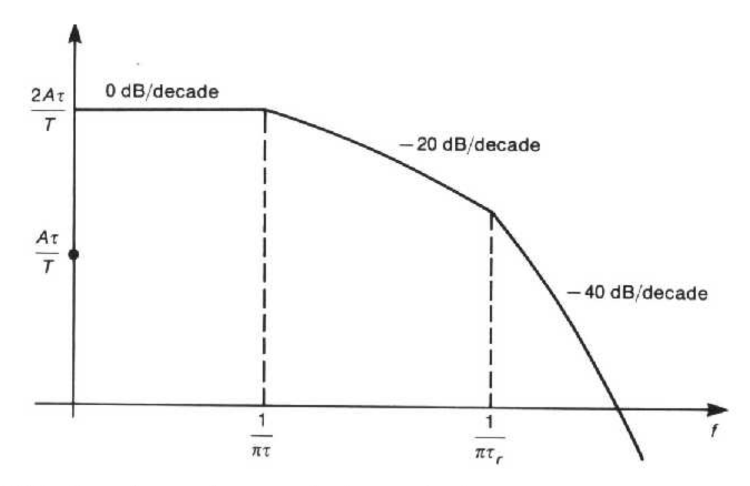


FIGURE 7.17 Bounds on the one-sided magnitude spectrum of a trapezoidal pulse train.

Figure 4.13 Enveloppe spectrale d'un signal trapézoïdal *(C. Paul)*

Cette analyse peut bien sûr s'étendre à un signal triangulaire, toutefois il faut rester bien conscient que le calcul n'est possible que lorsque les temps de montée et de descente sont identiques. On peut admettre que l'approximation est bonne si les temps sont relativement proches. Par contre pour des temps très différents (foudre et décharge électrostatique) cette enveloppe n'est guère plus qu'une indication des domaines de fréquences.

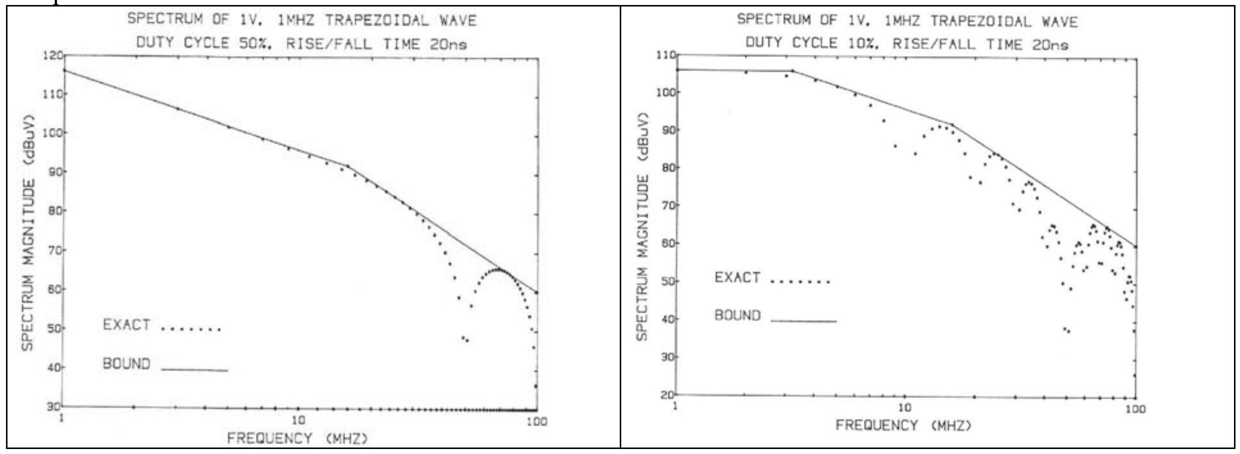


Figure 4.14 Enveloppe et spectre exact pour des rapports cycliques de 0.5 et 0.1 *(C. Paul)*

4.3 Couplage des perturbations

Le couplage d'une source à une victime peut se faire de 2 manières : le couplage par conduction (fils reliant le signal, les commandes ou les alimentations) et le couplage par rayonnement, se manifestant par un champ magnétique et un champ électrique associé (agissant sur une antenne, à travers les ouvertures des blindages, ou directement sur les fils d'interconnexion). L'analyse de ce rayonnement doit se faire par résolution des équations de Maxwell, dans le cas général. Il est évident qu'on ne peut le faire que pour des configurations simples, mais ceci va nous permettre de comprendre le phénomène général et en déduire les méthodes de protection.

Rappelons tout d'abord quelques définitions :

Longueur d'onde λ : chemin parcouru par l'onde en une période, dans le vide ou dans l'air :

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3E8}{f} \ [m] \qquad (4\text{-}1)$$

Impédance d'onde Z_w : rapport entre le champ E et le champ H de l'onde
Impédance du vide η_o: à très longue distance de toute antenne Z_w ne dépend que de μ_o et ε_o :

$$\eta_o = \sqrt{\frac{\mu_o}{\varepsilon_o}} = 120\pi = 377 \ [\Omega] \qquad (4\text{-}2)$$

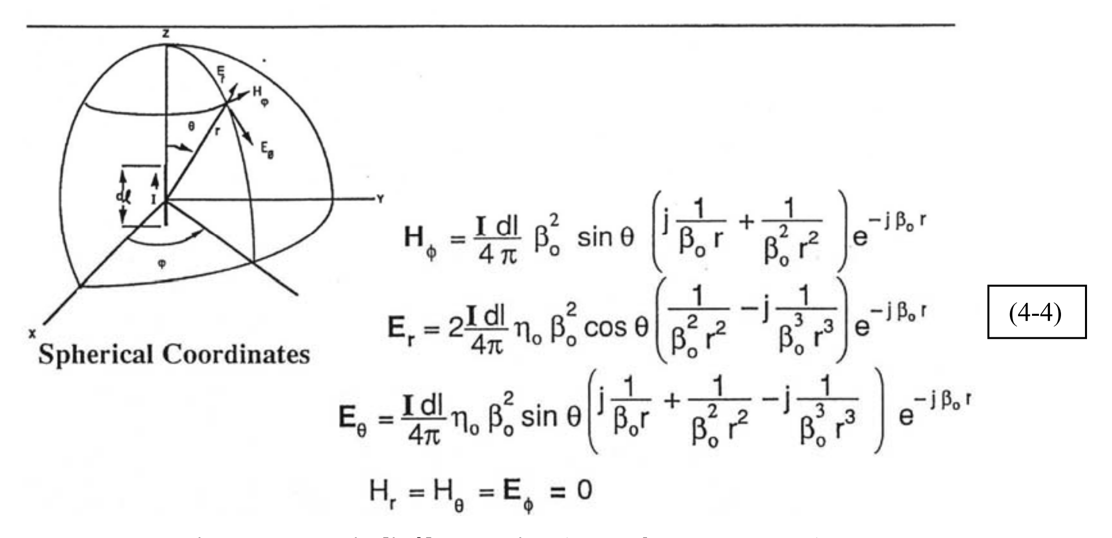
Constante de phase β_o : facteur de conversion de la distance en déphasage; $\beta_o = \frac{2\pi}{\lambda}$ (4-3)
Distance à la source r : distance entre la source et le point de mesure, ou la victime [m]

4.3.1 Rayonnement d'un petit dipôle

4.3.1.1 Dipôle Hertzien (dipôle électrique)

Le dipôle Hertzien est un petit conducteur de longueur dl supposée beaucoup plus petite que la longueur d'onde λ, et parcouru par un courant I. La résolution des équations de Maxwell se fait avec le dipôle dans l'axe vertical, en coordonnées sphériques. Même pour une configuration aussi simple on obtient des équations complexes.

Electrically-Short (Hertzian) Dipole



$$H_\phi = \frac{I\,dl}{4\pi}\beta_o^2 \sin\theta \left(j\frac{1}{\beta_o r} + \frac{1}{\beta_o^2 r^2} \right) e^{-j\beta_o r}$$

$$E_r = 2\frac{I\,dl}{4\pi}\eta_o \beta_o^2 \cos\theta \left(\frac{1}{\beta_o^2 r^2} - j\frac{1}{\beta_o^3 r^3} \right) e^{-j\beta_o r} \qquad (4\text{-}4)$$

$$E_\theta = \frac{I\,dl}{4\pi}\eta_o \beta_o^2 \sin\theta \left(j\frac{1}{\beta_o r} + \frac{1}{\beta_o^2 r^2} - j\frac{1}{\beta_o^3 r^3} \right) e^{-j\beta_o r}$$

$$H_r = H_\theta = E_\phi = 0$$

Figure 4.15 Petit dipôle Hertzien *(C. Paul, CPA-Ritenour)*

Nous n'utiliserons ces équations que pour en déduire deux cas : ce qui se passe à longue distance, et ce qui se passe à courte distance. Le critère de choix entre les deux cas sera donné par le terme $\frac{1}{\beta_o r}$: dans le premier cas on le suppose >>1, dans le 2e cas <<1.

Comportement en champ lointain, r >> $\frac{\lambda}{2\pi}$

Dans ce cas on ne conserve que les composantes de premier degré ($\frac{1}{\beta_o r}$), les autres sont négligeables.
La composante E_r est donc négligeable, et les vecteurs de champ H et E sont perpendiculaires entre eux et à la direction de propagation (r).

Les modules des champs sont alors :

$$\mathbf{E_\theta = \frac{Idl}{2\lambda r}\eta_o \sin\theta} \qquad \text{et} \qquad \mathbf{H_\phi = \frac{Idl}{2\lambda r}\sin\theta} \qquad (4\text{-}5)$$

Ils varient donc avec l'inverse de la distance, et l'impédance de l'onde est constante, égale à η_o.

$$\mathbf{Z_w = \eta_o = \sqrt{\frac{\mu_o}{\varepsilon_o}} = 120\pi = 377\ [\Omega]} \qquad (4\text{-}6)$$

Ces champs sont maximum dans le plan horizontal (θ = 90), nuls dans l'axe vertical. Du fait que $\lambda = \frac{c}{f}$ où c est la vitesse de la lumière, on retiendra que **ces champs sont proportionnels à la fréquence**. En fait, lorsque les dimensions de la victime sont faibles vis-à-vis de la distance r, on peut assimiler l'onde EM à une onde plane.

Comportement en champ proche, r << $\frac{\lambda}{2\pi}$

Ici on ne conservera que les termes d'ordre le plus élevé, qui deviennent prépondérants.

$$\mathbf{E_r = \frac{Idl\,\lambda}{4\,\pi^2\,r^3}\eta_o \cos\theta} \qquad \mathbf{E_\theta = \frac{Idl\,\lambda}{8\,\pi^2\,r^3}\eta_o \sin\theta} \qquad (4\text{-}7)$$

$$\mathbf{H_\phi = \frac{Idl}{4\,\pi\,r^2}\sin\theta}$$

Le champ E n'est donc plus nécessairement perpendiculaire à la direction de propagation : E_r est bien nul dans le plan horizontal, mais maximum dans l'axe du dipôle (et ce maximum est le double du champ E_θ maximum).

Le champ H_ϕ diminue avec le carré de r et est indépendant de la fréquence (donc existe aussi en courant continu), en forme d'anneau horizontal. Par contre le champ E (somme vectorielle de E_r et E_θ) diminue avec le cube de r, et avec la fréquence. Par conséquent l'impédance de l'onde est variable, tant avec la fréquence qu'avec la distance. Dans le plan horizontal elle vaut ($\cos\theta$=0):

$$\mathbf{Z_w = \eta_o \frac{\lambda}{2\pi r} > \eta_o} \qquad (4\text{-}8)$$

On parle alors de champ à « **haute impédance** ».

En première approximation, nous pouvons considérer qu'à partir de r = $\frac{\lambda}{2\pi}$ nous sommes en champ lointain, alors qu'en dessous nous sommes en champ proche et utiliser uniquement les formules donnant E_θ, H_ϕ et Z_w adéquates pour analyser, estimer les champs, mais il faut rester conscient que ce n'est qu'une approximation.

4.3.1.2 Petite boucle de courant (dipôle magnétique)

On peut également calculer les champs rayonnés par une boucle de rayon b << λ, placée dans la plan horizontal, autour de l'origine, et parcourue par un courant I. On crée ainsi un moment magnétique proportionnel à la surface de la boucle ($m\hat{} = I\pi b^2 = IdA$), dans l'axe z.

Electrically-small Loop (Magnetic) Dipole
(b << λ)

$$\hat{m} = I\pi b^2$$
(Magnetic Moment)

$$E_\phi = -j\frac{\omega\,\mu_o\,\hat{m}\,\beta_o^2}{4\pi}\sin\theta\left(j\frac{1}{\beta_o r}+\frac{1}{\beta_o^2 r^2}\right)e^{-j\beta_o r}$$

$$H_r = j2\frac{\omega\,\mu_o\,\hat{m}\,\beta_o^2}{4\pi\eta_o}\cos\theta\left(\frac{1}{\beta_o^2 r^2}-j\frac{1}{\beta_o^3 r^3}\right)e^{-j\beta_o r}$$

$$H_\theta = j\frac{\omega\,\mu_o\,\hat{m}\,\beta_o^2}{4\pi\eta_o}\sin\theta\left(j\frac{1}{\beta_o r}+\frac{1}{\beta_o^2 r^2}-j\frac{1}{\beta_o^3 r^3}\right)e^{-j\beta_o r} \qquad (4\text{-}9)$$

$$E_r = E_\theta = H_\phi = 0$$

Spherical Coordinates

Figure 4.16 Champ d'un dipôle magnétique *(C. Paul, CPA-Ritenour)*

Nous retrouvons une forme très semblable à celle du dipôle Hertzien, qui résulte de la dualité des champs électriques et magnétiques. Ici les champs H correspondent aux champs E du dipôle Hertzien (avec un facteur $\omega\mu_o$), et le champ E correspond au champ H du dipôle Hertzien. Les mêmes remarques peuvent être faites sur le comportement en fonction de la distance :

Comportement en champ lointain, r >> $\frac{\lambda}{2\pi}$

$$E_\phi = \frac{m\hat{}\,\omega\mu_o\beta_o}{4\pi r}\sin\theta = \frac{IdA\pi}{\lambda^2 r}\eta_o\sin\theta \quad \text{et} \quad H_\theta = \frac{m\hat{}\,\omega\mu_o\beta_o}{4\pi r\,\eta_o}\sin\theta = \frac{IdA\pi}{\lambda^2 r}\sin\theta \qquad (4\text{-}10)$$

Il varient donc aussi l'inverse de la distance, et l'impédance de l'onde est constante, $\mathbf{Z_w = \eta_o}$, mais par contre ils sont proportionnels au **carré de la fréquence**.

Comportement en champ proche, r << $\frac{\lambda}{2\pi}$

$$H_r = 2\frac{IdA}{4\pi r^3}\cos\theta \qquad H_\theta = \frac{IdA}{4\pi r^3}\sin\theta \qquad (4\text{-}11)$$

$$E_\phi = \frac{IdA}{2\lambda r^2}\eta_o\sin\theta$$

A nouveau le champ H est indépendant de la fréquence, un champ existe dans l'axe z (à proximité du centre de la boucle). H diminue avec le cube de la distance, alors que E diminue avec le carré de la distance. Dans le plan horizontal l'impédance d'onde est alors :

$$Z_w = \frac{2\pi r}{\lambda}\eta_o < \eta_o \qquad (4\text{-}12)$$

On parle alors de champ à « **basse impédance** ».

4.3.1.3 Limites entre champ proche et lointain

Les petits dipôles que nous venons d'étudier ne sont évidemment pas des circuits physiquement réalisables :

- Le dipôle Hertzien est supposé de longueur très faible parcouru par un courant uniforme (y compris aux extrémités)!
- La boucle de courant doit être un véritable court-circuit, le dipôle Hertzien suppose une impédance de charge infinie (extrémités libres)

Pour traiter des circuits réalistes, il faut intégrer les résultats précédents sur toute la structure, ce qui pose en fait deux problèmes : d'une part l'effet de la courbure du champ sphérique correspond à un déphasage des incréments de vecteurs issus des différentes parties du circuit (il faut faire une somme vectorielle et non arithmétique des modules que nous avons calculé, or nous n'avons exprimé que les modules jusqu'ici), d'autre part, lorsque les dimensions du circuit ne sont plus négligeables vis-à-vis de λ, alors le courant n'est pas le même en tous les points du circuit (déphasage supplémentaire dû à la propagation dans le circuit). Nous reprendrons ceci au § 4.3.5.

Pour estimer le rayonnement ou la susceptibilité des circuits pratiques, il faut traiter différemment les cas du champ proche et du champ lointain. Dans l'analyse des dipôles nous avons établi une limite $r_{lim} = \lambda/2\pi$. Ce critère est souvent employé tel quel dans la littérature et en CEM. Il correspond simplement à la distance à partir de laquelle le terme en 1/r devient prépondérant.

Toutefois à cette distance les termes en $1/r^2$ et en $1/r^3$ sont encore loin d'être négligeables (ils valent tous 1 dans la parenthèse). On peut admettre que l'on se trouve réellement en champ lointain soit lorsque l'impédance d'onde atteint η_o, soit lorsque la courbure de champ ne provoque pas une erreur supérieure à une certaine limite (0.1 dB dans le cas des antennes, 0.3 ou 1 dB en CEM).

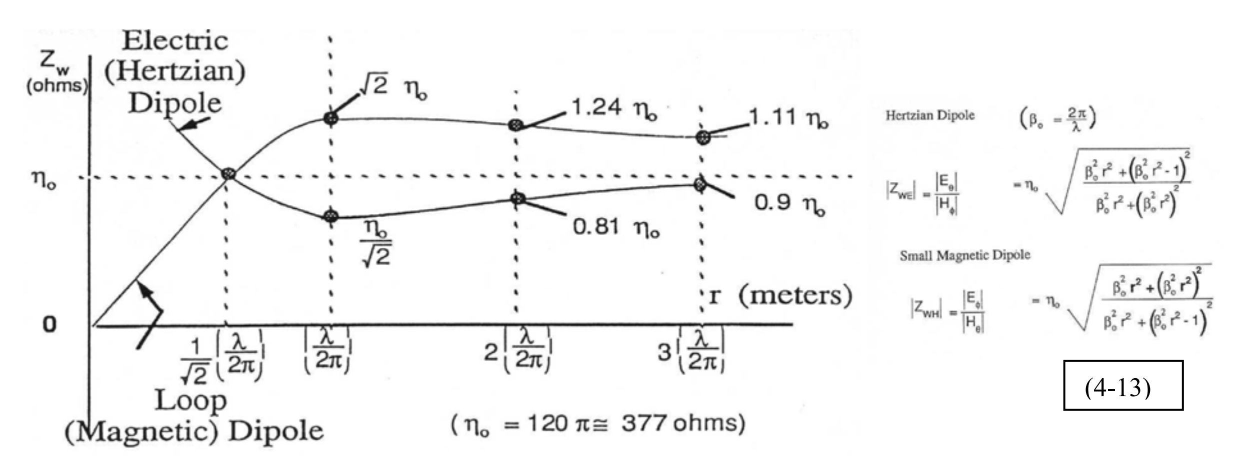


Figure 4.17 Variation de l'impédance d'onde en fonction de r/λ *(cfpa Ritenour)*

Pour établir un critère à partir de l'impédance d'onde, nous pouvons nous baser sur les petits dipôles, et représenter l'impédance d'onde en fonction de la distance r. La figure 4.17 montre que Z_w approche η_o à mieux que 10% seulement à partir d'une distance $r = 3\lambda/2\pi \approx \lambda/2$, soit seulement au triple de notre premier critère.

$$r_{lim} = \frac{3\lambda}{2\pi} \qquad (4\text{-}14)$$

Le critère de courbure de champ se base sur l'allongement du trajet de propagation (d'où un déphasage) entre les différents points d'une source dont la dimension maximum est D. La figure 4.18 illustre l'effet de cette courbure : Un dipôle électrique de dimension D ($\geq\lambda/2$) reçoit les ondes sphériques d'une source ponctuelle. Le trajet n'a pas la même longueur selon que l'on considère le centre ou l'extrémité du dipôle, si bien qu'un déphasage existe entre les contributions des éléments de l'antenne. L'intégration de ces contributions est illustrée graphiquement et montre que, lorsque la différence maximum de chemin est un multiple entier de λ, l'effet global s'annule, et que dans tous les cas il est plus faible que la somme algébrique des vecteurs : le gain relatif de l'antenne est inférieur à 1. Dans la zone proche on constate un effet de diffraction, de Fresnel, d'où le nom de cette zone. A plus longue distance, la variation de trajet ne provoque plus qu'une erreur qui diminue avec la distance. Lorsque cette erreur reste admissible, alors on se trouve en champ lointain, dans la zone de

Fraunhoffer. Ce raisonnement peut tout aussi bien s'inverser, en considérant l'antenne comme source de champ, mesuré à une distance r.

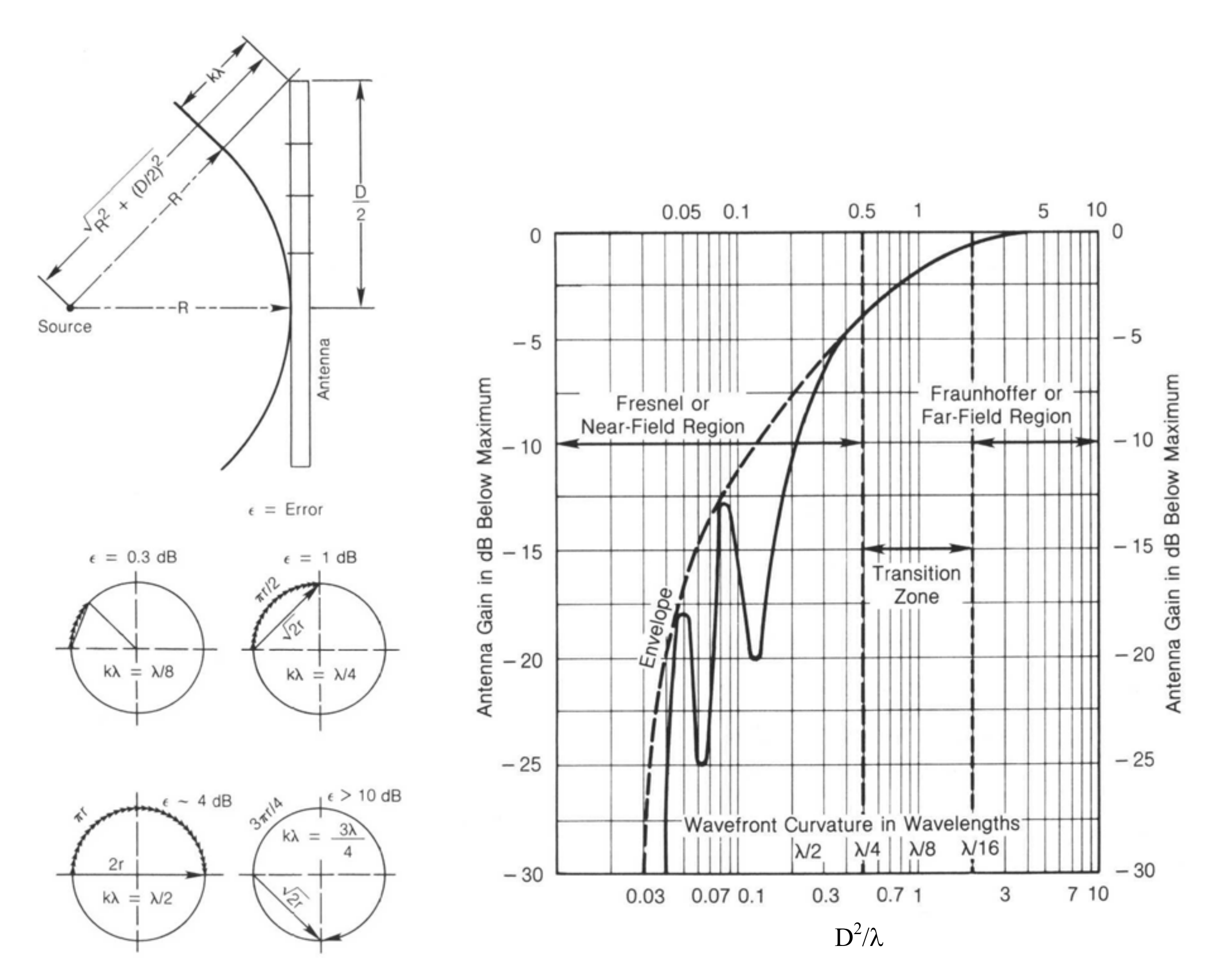


Figure 4.18 Zone de Fresnel et de Fraunhoffer *(Mardiguian)*

Pour exploiter une antenne on admet une erreur de 0.1db, ce qui correspond à une différence de trajet de λ/16. En CEM on admet soit une erreur de 0.3dB (λ/8) soit 1 dB (λ/4). Dans ce cas notre critère de champ lointain sera une distance $r \geq 2D^2/\lambda$. La figure suggère la formule de calcul : pour une différence de trajet admissible kλ, nous obtenons :

$$(r + k\lambda)^2 = r^2 + (D/2)^2 \qquad 2rk\lambda + (k\lambda)^2 = (D/2)^2$$

comme $(k\lambda)^2$ est toujours << 2rkλ, on peut exprimer

$$r = D^2/8k\lambda \qquad (4\text{-}15)$$

Soit selon nos différents critères :

erreur	*kλ*	*r limite*
0.1dB	λ/16	$2D^2/\lambda$
0.3 dB	λ/8	D^2/λ
1 dB	λ/4	$D^2/2\lambda$

En pratique on choisira toujours le maximum entre les deux critères : impédance d'onde et courbure de champ.

4.3.1.4 Résumé

L'estimation et l'analyse des champs nécessitent la séparation entre deux domaines : champ lointain ou champ proche.

La limite entre champ lointain et champ proche est généralement admise à $\mathbf{r_{lim}} = \lambda/2\pi$. Des considérations de courbure de champ, de dimensions de l'antenne ou d'impédance d'onde peuvent nous amener à modifier ce critère.

Champ lointain

L'onde EM est considérée comme plane (champ E et H perpendiculaires à la direction de propagation).
L'impédance d'onde est constante égale à l'impédance du vide $\mathbf{Z_w = \eta_o = 120\pi = 377\Omega}$
Les champs sont inversement proportionnels à la distance : $\mathbf{E,H \sim 1/r}$

Selon que la source est assimilable à un dipôle électrique ou à un dipôle magnétique le comportement en fonction de la fréquence diffère :
Dipôle électrique : Les champs sont proportionnels à la fréquence : $\mathbf{E,H \sim f}$
Dipôle magnétique : Les champs sont proportionnels au carré de la fréquence : $\mathbf{E,H \sim f^2}$

Champ proche

L'onde EM n'est pas plane (composante dans la direction de propagation).
Si l'antenne d'émission est grande, un phénomène de diffraction intervient (zone de Fresnel – un léger déplacement peut modifier les champs du tout au tout).
L'impédance d'onde varie avec la distance

*Dipôle électrique – source « **haute impédance** » émettant principalement du champ électrique à courte distance*

Le champ E n'est pas toujours perpendiculaire à la direction de propagation, il varie avec l'inverse du cube de la distance, et avec l'inverse de la fréquence : $\mathbf{E \sim 1/r^3}$; $\mathbf{E \sim 1/f}$
Le champ H est perpendiculaire à la direction de propagation, il varie avec l'inverse du carré de la distance, mais est indépendant de la fréquence : $\mathbf{H \sim 1/r^2}$; **H indép. de f.**

L'impédance d'onde est proportionnelle à l'inverse de la distance : $\mathbf{Z_w = \eta_o \frac{\lambda}{2\pi r} > \eta_o}$

*Dipôle magnétique – source « **basse impédance** » émettant principalement du champ magnétique à courte distance*

Le champ H n'est pas toujours perpendiculaire à la direction de propagation, il varie avec l'inverse du cube de la distance, mais est indépendant de la fréquence : $\mathbf{H \sim 1/r^3}$ **; H indép. de f**
Le champ E varie avec l'inverse du carré de la distance et est proportionnel à la fréquence : $\mathbf{E \sim 1/r^2}$; $\mathbf{E \sim f}$

L'impédance d'onde est proportionnelle à la distance : $\mathbf{Z_w = \frac{2\pi\, r}{\lambda} \eta_o < \eta_o}$

4.3.2 Approximation en champ proche

Nous avons vu que les sources non-intentionnelles provoquant des perturbations, voire des interférences, sont généralement relativement proches de leur victime. Mis à part pour les composantes à très haute fréquence, on se trouve généralement dans des conditions de champ proche où l'un des champs H ou E est prépondérant.
Plutôt que de faire l'analyse globale, au niveau des champs électromagnétiques, il est plus simple de traiter séparément le champ électrique et le champ magnétique. On peut alors représenter le couplage soit par une capacité parasite entre la source et la victime (champ électrique), soit par une inductance mutuelle (champ magnétique). Il est généralement impossible de calculer les valeurs de ces éléments parasites, mais leur représentation dans un schéma équivalent permet d'analyser l'influence des différentes méthodes de protection.

Cette analyse ne reste valable que lorsque les dimensions des éléments du circuit peuvent être considérés comme « ***électriquement courts*** » c'est à dire que la plus grande dimension est nettement inférieure à λ , donc qu'on peut supposer des courants et tensions uniformes dans tout le conducteur (on admet en CEM cette hypothèse comme bien vérifiée pour des dimensions ≤ λ/10, et qu'elle est encore à peu près valables jusqu'à λ/3).

4.3.2.1 Couplage capacitif (champ à haute impédance)

La figure 4.19 représente le couplage capacitif entre une source de tension V_S alimentant un conducteur S, et perturbant le conducteur V. C_{SV} est la capacité parasite de couplage entre ces deux conducteurs. C_V est la capacité de la victime contre la terre. R_L représente la résistance de charge de la victime, R_i la résistance interne de la source V_i du signal transmis par la victime.

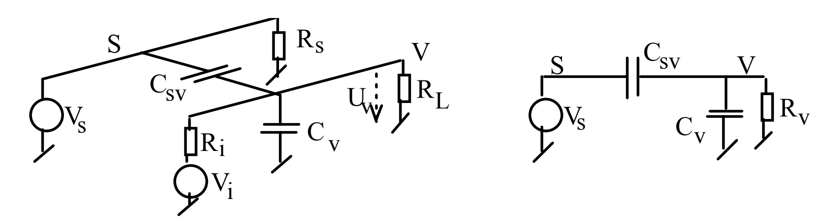


Figure 4.19 - Couplage capacitif : Schéma équivalent

La tension U_V aux bornes de la charge est la somme des influences de V_i (signal désiré) et de V_S (perturbation de V par S). Calculons la tension de perturbation U_p de la victime, due à la tension V_S du perturbateur (R_V est la résistance équivalente de V contre terre, soit la mise en parallèle de R_i et de R_L):

$$U_p = \frac{j\omega_S C_{SV} R_V}{1 + j\omega_S (C_{SV}+C_V) R_V} \cdot V_S \qquad (4\text{-}16)$$

L'ordre de grandeur de C_{SV} va de quelques dixième de pF à quelques centaines de pF. C_V est de quelques dizaines à quelques centaines de pF. Cette équation présente une fréquence de coupure :

$$f_c = \frac{1}{2\pi(C_v + C_{sv})R_v} \qquad (4\text{-}17)$$

En dessous de la fréquence de coupure. La perturbation est proportionnelle à la fréquence de la perturbation :

$$\boxed{U_p = 2\pi f_S C_{SV} R_V \cdot V_S} \qquad (4\text{-}18)$$

En dessus de la fréquence de coupure, la perturbation devient indépendante de la fréquence :

$$\boxed{U_p = \frac{C_{sv}}{C_v + C_{sv}} \cdot V_S} \qquad (4\text{-}19)$$

Pour une perturbation à caractère numérique, chaque transition est couplée selon (4-19) , suivie d'une décroissance exponentielle vers 0 (composante dc) avec une constante de temps $\tau = R_v(C_v + C_{sv})$

Pour diminuer la perturbation, sachant que l'on ne peut agir ni sur V_S ni sur f_S, il faut:

- *Diminuer R_v* **:** C'est travailler avec des circuits basse impédance, la limite étant imposée par les caractéristiques des éléments électroniques.

- *Diminuer C_{SV}:* On peut agir sur C_{SV} en éloignant les deux circuits (distance entre les deux armatures du condensateur parasite), en diminuant la surface du condensateur (par orientation des conducteurs, ou choix d'une piste plus mince sur un circuit imprimé), ou enfin **en blindant le conducteur.**

Les deux premières possibilités de réduction de C_{sv} ne sont réalisables que lorsque la source de perturbation et la victime sont fixes l'une par rapport à l'autre, par exemple dans un même boîtier (auto-perturbation). De plus leur efficacité est très limitée.

A titre d'exemple C. Paul indique la capacité entre fils pour différentes configurations :

Fils parallèles de diamètre d, séparé par une distance D : $C = \frac{\pi\varepsilon}{\cosh^{-1}(D/d)} \approx \frac{\pi\varepsilon}{\ln(2D/d)}$ si D>>d (4-20)

Fil parallèle au plan de terre, diamètre d, hauteur h $C= \frac{\pi\varepsilon}{\cosh^{-1}(2h/d)} \approx \frac{\pi\varepsilon}{\ln(4h/d)}$ (4-21)

Câble coaxial diamètre intérieur d, diamètre extérieur D $C = \frac{2\pi\varepsilon}{\ln(D/d)}$ (4-22)

Et H. Ott donne le graphique pour les fils parallèles en fonction du rapport D/d :

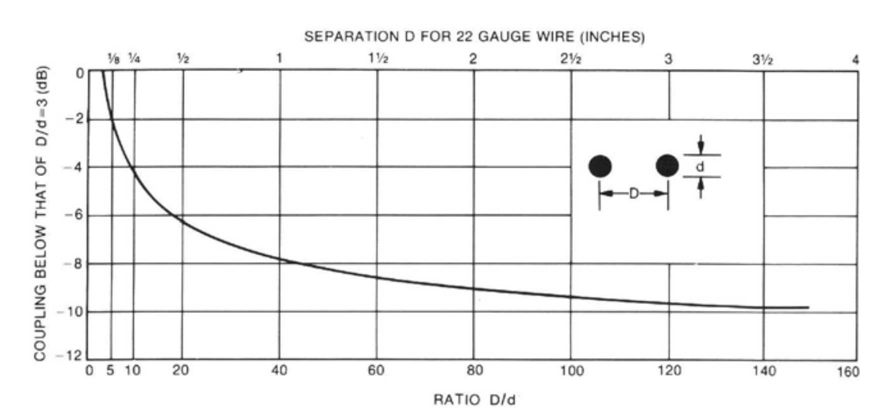


Figure 4.20 Variation de la capacité entre 2 fils parallèles *(H. Ott)*

La seule méthode efficace consiste à **<u>blinder le câble</u>**, c'est-à-dire à l'entourer d'un écran conducteur (câble blindé). Dans l'hypothèse d'un blindage entourant complètement le conducteur à protéger, on dédouble le problème: il y a perturbation du blindage par la source de bruit, puis perturbation du conducteur par le blindage. Le blindage n'étant pas impliqué dans le fonctionnement du circuit à protéger on est libre de choisir son impédance contre terre. Avec un court-circuit (liaison du blindage à la terre), la résistance R_v dans l'équation 4-16 vaut 0 et U_P=0. La tension de perturbation du blindage est donc annulée, et celle du conducteur à protéger le sera également.

En réalité il n'est jamais possible d'entourer complètement un conducteur par un blindage : Le conducteur doit être relié au reste du circuit en ses deux extrémités. On obtient la situation suivante: (fig 21)

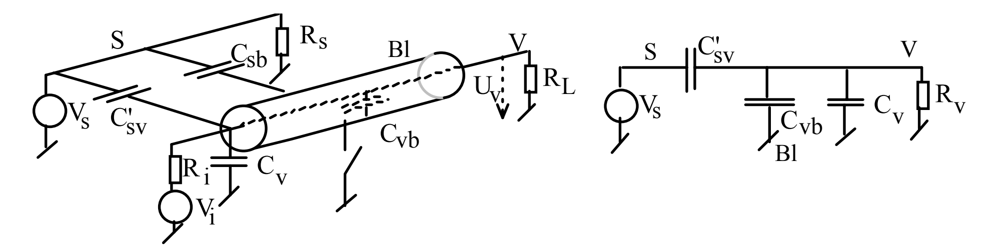


Figure 4.21 - Blindage d'un conducteur

Le schéma équivalent est établi lorsque le blindage est relié à la terre (C_v en parallèle avec C_{vb}). Ce schéma est équivalent à celui de la figure 4.19 dans laquelle on ajoute C_{vb} en parallèle avec C_v , et C_{sv} devient une capacité beaucoup plus faible C'_{sv}. On obtient

$$\mathbf{U_p = 2\pi f_s C'_{sv} R_v \cdot V_s} \quad (4\text{-}23)$$

soit la même équation, mais dans laquelle le terme C_{sv} a fortement diminué.

Remarquons que ce résultat suppose le blindage et sa liaison à terre parfaitement conducteurs, annulant ainsi toute pénétration d'un champ électrique externe, ce qui ne sera jamais complètement réalisé.

4.3.2.2 Couplage inductif

Tout courant circulant dans un circuit électrique crée un flux magnétique proportionnel à ce courant. Si un deuxième circuit (victime) forme une boucle de surface A, il intercepte une partie de ce flux. Une tension induite apparaîtra dans la victime si le flux varie au cours du temps :

$$U_p = A \cos\theta \cdot \frac{dB}{dt} \qquad (4\text{-}24)$$

où θ représente l'angle entre la normale à la surface A et la direction de la densité de flux magnétique B (ou induction magnétique). On appelle M_{SV} l'inductance mutuelle entre les deux circuits, elle représente d'une part la proportionnalité entre B et le courant I_S, d'autre part la géométrie de la victime relativement à la source de perturbation (surface A, distance d, angle θ).

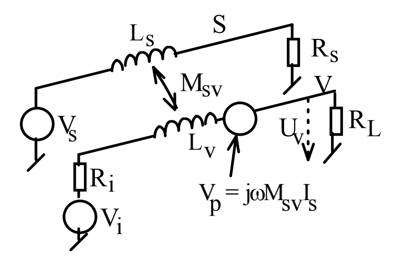


Figure 4.22 : Couplage inductif entre deux circuits

L'expression de la perturbation devient

$$V_p = M_{SV} \cdot \frac{dI_S}{dt} = j\omega M_{SV} \cdot I_S \qquad (4\text{-}25)$$

$$U_p = \frac{R_L}{R_L+R_i} \cdot V_p = j\omega M_{SV} \cdot \frac{R_L}{R_L+R_i} \cdot I_S \qquad (4\text{-}26)$$

Le dernier membre est exprimé pour un courant sinusoïdal de fréquence f (ω = 2πf). Cette expression montre que la perturbation est ici aussi directement proportionnelle à la fréquence. La perturbation est générée en série avec le conducteur : les deux extrémités ne sont pas au même potentiel.
Pour diminuer la perturbation, nous nous référons à l'équation 4-24, et constatons 3 moyens d'action:

- Diminuer la surface de boucle ***(fils aller et retour des circuits, surface A)***
- Orienter ***la surface parallèlement à la direction de B (diminuer cosθ)***
- Éloigner ***les deux circuits (diminuer B)***

Comme pour le couplage capacitif, il est rare de pouvoir éloigner les circuits. La méthode de réduction la plus efficace consiste à **torsader la paire de conducteur aller-retour** du circuit perturbé. L'effet en est double : d'une part on réduit la surface de la boucle, d'autre part on segmente la surface en une série de sous-surfaces dont l'orientation change de 180º à chaque demi-pas, d'où un changement de signe de la tension induite dans 2 boucles voisines et une annulation de l'effet global à chaque pas de torsade.

Pour être efficace, il faut absolument imposer que tout le courant de retour passe par un des fils de la paire. Le circuit doit éviter tout chemin de passage parallèle, formant, avec le fil de retour une **boucle de terre**.

En résumé :

- *Maîtriser le chemin de retour du courant*
- *Torsader les paires aller-retour*

4.3.2.2.1 Estimation de la mutuelle

On part toujours de l'équation de Biot-Savart donnant l'induction magnétique autour du conducteur source de la perturbations : $B = \frac{\mu I}{2\pi r}$ (4-27)

A partir de là on peut calculer le flux intercepté par la boucle aller-retour du signal victime, en intégrant Bcosθ sur toute la surface de la boucle. L'inductance mutuelle est la valeur de ce flux divisé par I. Il est toujours possible de décomposer le fil perturbateur ou la boucle victime en segments simples, puis de sommer les effets des différents segments.

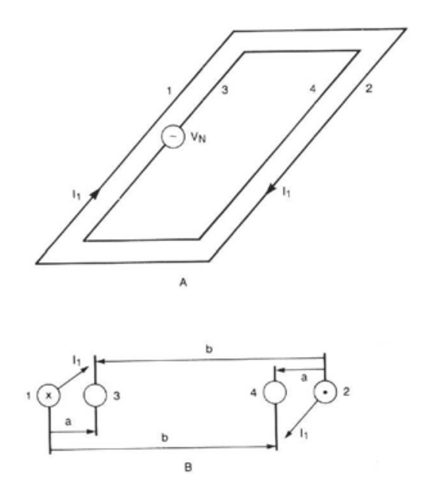


Figure 4.23- Couplage dans une boucle située dans le même plan

Exemple : supposons un conducteur perturbateur parallèle au fil victime à la distance a, alors que le chemin de retour de la vicime se fait dans le même plan, mais à la distance b. La longueur des fils est ℓ. Dans ce cas B est toujours perpendiculaire à la surface de la boucle, θ = 0 et cosθ = 1.

On a donc $\Phi = \int_a^b \frac{\mu \ell I}{2\pi r} dr = \frac{\mu \ell}{2\pi} \ln(\frac{b}{a}) I$.

Par conséquent $M_{13} = \frac{\mu \ell}{2\pi} \ln(\frac{b}{a})$ (4-28)

Ceci représente la contribution du fil no 1 (aller) du courant perturbateur, or le retour de ce courant se fait par le fil 2 parallèle au fil retour signal à la distance a également. La contribution de ce 2e fil, est identique à celle du premier fil (symétrie des positions et des courants). La mutuelle est donc double : $M_{tot} = \frac{\mu l}{\pi} \ln(\frac{b}{a})$

4.3.2.2.2 Influence du blindage

Lorsqu'on place un blindage autour de l'un des conducteurs victimes, et qu'on relie ce blindage en un seul point à la terre, il ne circule aucun courant dans le blindage. Par conséquent la répartition des flux reste inchangée, et la perturbation U_p n'est pas modifiée. Le blindage est soumis à une tension de perturbation très proche de celle du conducteur victime.

Le blindage d'un fil simple, relié à terre en un seul point, ne modifie pas le couplage inductif

Par contre, lorsqu'un blindage entoure complètement le *circuit* victime (et non pas un simple fil de liaison), des courants de Foucault circulent dans ce blindage, avec pour conséquence une diminution du champ magnétique à l'intérieur de l'enceinte, et une réduction du couplage inductif « *à l'intérieur du volume protégé* ».

Si maintenant nous relions ce blindage aux deux extrémités, alors un courant va pouvoir circuler dans ce blindage, à son tour générer un flux magnétique, et donc influencer le conducteur central (victime). Si le courant dans le blindage est uniformément réparti, alors il n'y a pas de champ magnétique à l'intérieur du blindage, la victime intercepte alors l'entier du flux généré par le blindage, et la mutuelle entre le blindage et la victime M_{bv} est égale à l'inductance propre L_b du blindage.

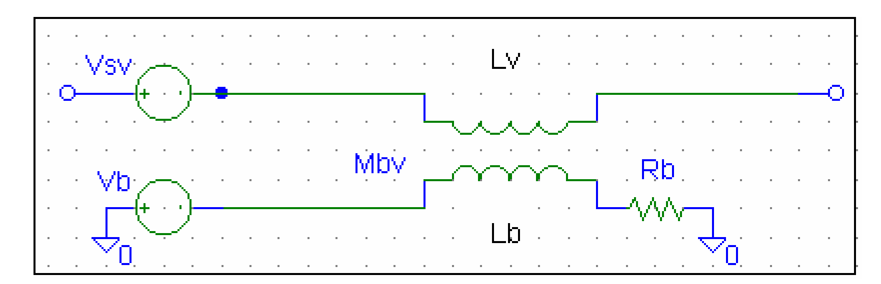


Figure 4.24 – Blindage mis à terre aux deux bouts

Si le courant dans le blindage est dû à une source de tension V_b, nous pouvons calculer en tenant compte de $M_{bv} = L_b$:

$$I_b = -\frac{1}{R_b + j\varpi L_b} V_b \quad \text{et} \quad V_{bv} = j\varpi M_{bv}\, I_b = -\frac{j\omega\frac{M_{bv}}{R_b}}{1 + j\omega\frac{L_b}{R_b}} V_b = -\frac{j\omega/\omega_c}{1 + j\omega/\omega_c} V_b \qquad (4\text{-}29)$$

Où Rb et Lb sont la résistance et l'inductance propres du blindage, alors que V_{bv} est la tension induite dans la victime. Cette équation met en évidence une fréquence de coupure $f_c = \frac{R_b}{2\pi L_b}$ caractérisant le blindage (indépendant de la longueur). Pour un câble coaxial RG58 f_c est de 2 kHz, pour une paire torsadée blindée 754E, on a 0.8 kHz.

En dessus de cette fréquence de coupure, toute tension imposée dans le blindage va se retrouver également en série avec le conducteur central. En dessous de f_c, la perturbation est atténuée du rapport f/f_c.

Dans la situation qui nous intéresse V_b est quasi identique à V_{sv}, la tension induite directement dans la victime. Par contre le courant I_b induit une tension de signe opposé dans la victime, ce qui a tendance à compenser la

perturbation directe, et une perturbation nette $V_N = V_{sv} - V_{sv} \left(\frac{j\omega/\omega_c}{1 + j\omega/\omega_c}\right) = \frac{V_{sv}}{1 + j\omega/\omega_c}$ (4-30)

En basse fréquence (< f_c) le dénominateur vaut 1 et le blindage ne modifie pas le couplage inductif

$$V_N = V_{sv} \quad (4\text{-}31)$$

Par contre en haute fréquence l'équation devient $V_N = V_{sv} \frac{f_c}{f}$ (4-32)

le blindage, relié aux deux bouts, a pour effet de limiter la perturbation en dessus de f_c.

Cette propriété peut être exploitée soit pour éviter le rayonnement de champ magnétique émis par un conducteur, soit pour limiter les perturbations captées.

4.3.2.2.3 Diminution du rayonnement

Un conducteur nu rayonne des champs électrique et magnétique, provoquant par là des couplages perturbateurs sur d'autres circuits. En plaçant un blindage autour de ce conducteur, et en reliant ce blindage à la terre en un seul point, seul le champ électrique est annulé à l'extérieur du blindage, mais le champ magnétique n'est pas modifié. Pour annuler celui-ci, il faut imposer le même courant, mais de signe opposé, que celui présent dans le conducteur central : les champs magnétiques rayonnés à l'extérieur sont de signe opposé et se compensent.

En reliant le blindage aux deux bouts, une partie du courant de retour va passer dans le blindage, et contribuer à diminuer le champ magnétique rayonné. Pour calculer Ib, il suffit de poser que la tension le long de la boucle de terre est nulle :

$0 = j\varpi M_{bs} I_s - j\varpi L_b I_b – R_b I_b$ $\qquad I_b = I_s \frac{j\varpi M_{bs}}{j\varpi L_b + R_b} = I_s \frac{1}{1 - jf_c/f}$ (4-33)

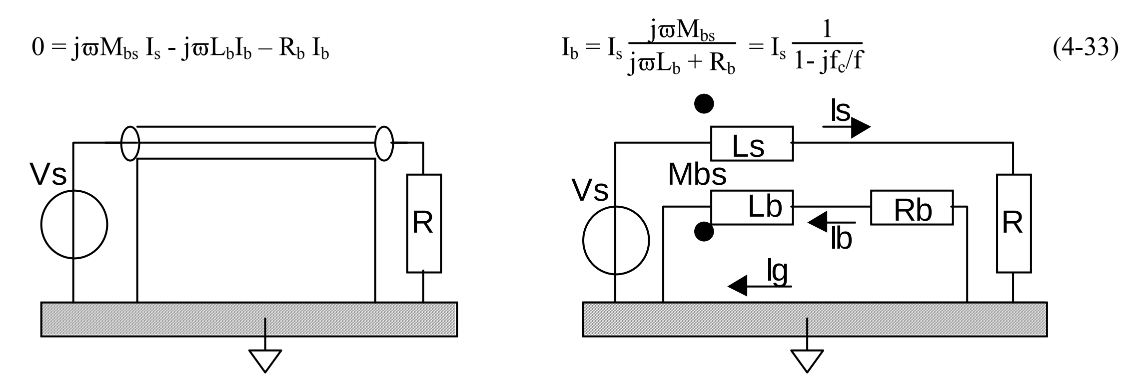


Figure 4.25 – Source et charge mises à terre, blindage relié aux deux bouts

En haute fréquence (largement en dessus de f_c) tout le courant de retour passe par le blindage, et le rayonnement est annulé. Par contre en basse fréquence, il n'y presque plus de courant de retour dans le blindage, et le rayonnement reste inchangé.

4.3.2.2.4 Blindage comme protection contre les couplages inductifs.

Par le même raisonnement nous pouvons considérer que le blindage relié aux deux bouts permet le retour du courant dans le blindage, uniquement pour des fréquences nettement plus grandes que f_c. Dans ce cas la surface de la boucle aller-retour est fortement réduite, et le couplage inductif est d'autant plus faible. Cette méthode est donc indispensable pour tous les signaux digitaux, pour lesquels les transitions rapides d'un état à l'autre représentent des fréquences élevées.

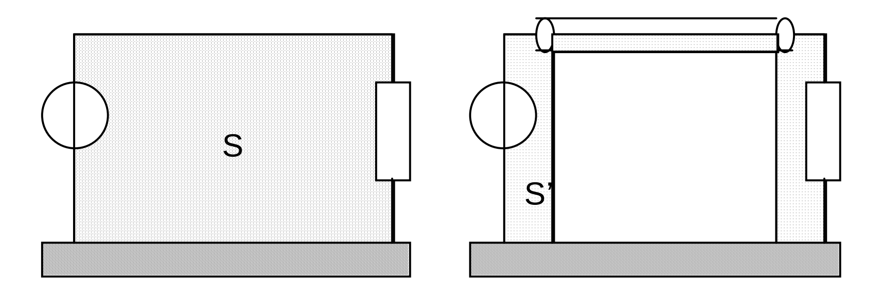


Figure 4.26 – Réduction de la surface de boucle en HF

En basse fréquence (< f_c), donc pour des signaux analogiques, principalement pour les capteurs, il n'y a pas d'amélioration. Si de plus nous considérons que d'autres circuits peuvent imposer un courant dans le blindage, alors il y aura une dégradation par le couplage mutuel entre le blindage et le conducteur central.

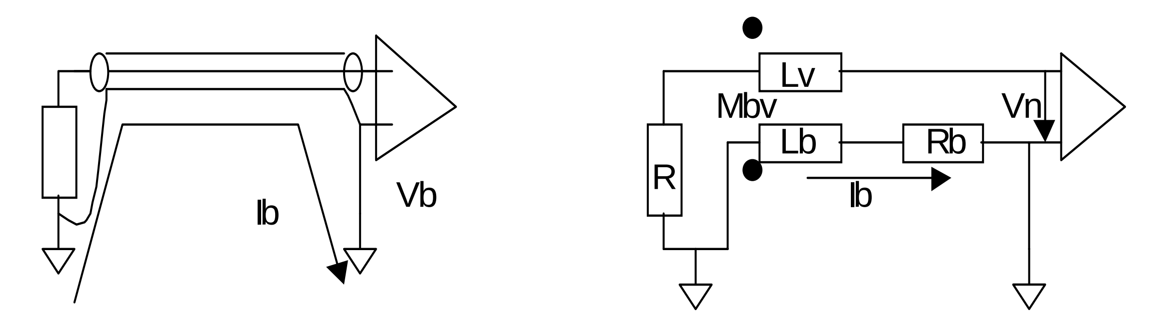


Figure 4.27 – Perturbation par les courants externes

$$Vn = -j\varpi M_{bv} Ib + j\varpi L_b I_b + R_b I_b \quad => \quad Vn = R_b I_b \qquad (4\text{- }34)$$

4.3.2.2.5 Impédance de transfert

Du fait qu'un courant externe imposé dans le blindage induit une tension dans le conducteur central, on peut également caractériser le blindage par son impédance de transfert :

Impédance de transfert d'un câble : Rapport entre la tension induite, à vide, dans le conducteur interne, au courant imposé dans le blindage, par unité de longueur : $Z_T = \frac{U_{io}}{I_b \ell}$.

En basse fréquence l'impédance de transfert est égale à la résistance dc du blindage (ce qui correspond à l'équation 4-34). Lorsque la fréquence augmente, l'impédance de transfert diminue et l'efficacité du blindage augmente. Toutefois, on constate que pour des blindage tressés (par opposition à un tube solide), cette impédance ré-augmente aux environs du MHz.

4.3.2.2.6 En résumé

- **Le seul moyen de réduire le couplage inductif, est de réduire la surface de la boucle aller-retour du signal, tout en contrôlant ce chemin de retour.**
- **En basse fréquence (analogique), il faut utiliser une paire torsadée, et ne relier le circuit et le blindage qu'en un seul point à la terre.**
- **En haute fréquence (digital), il faut utiliser des câbles blindés, et relier les deux bouts du blindage à la terre.**

4.3.3 Rayonnement et susceptibilité EM des circuits simples

Si les notions de couplage capacitif et inductif nous permettent de comprendre les moyens de protection en modélisant l'ensemble source de perturbation – canal de couplage - victime, la conception électromagnétique exige d'estimer tant le rayonnement que la susceptibilité des circuits pratiques : relation entre les champs EM et le circuit. Ici également on doit se contenter d'une structure simple, de forme rectangulaire, liant une source de tension d'impédance interne Z_G à une charge Z_L.

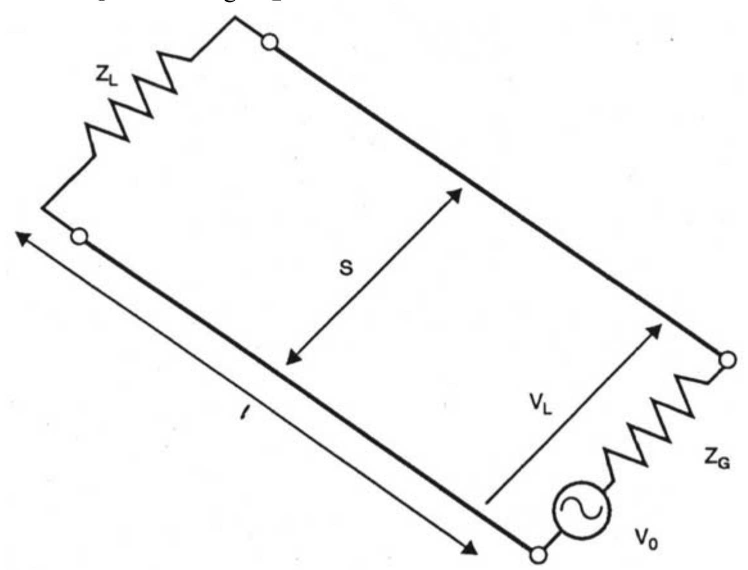


Figure 4.28 – Circuit simple

Dans une telle situation on est loin des dipôle électriques ou magnétiques qui nous ont permis d'établir les formules de champ EM rayonné. On peut éventuellement assimiler ces circuits soit à une boucle de courant, soit à un ensemble de deux dipôles parallèles, mais si les conditions de travail sont par trop éloignées des hypothèses, alors les estimations, particulièrement en champ proche peuvent être totalement inexploitables, avec des erreurs pouvant atteindre 60 dB ! ! ! Il convient donc de choisir l'approximation la plus appropriée de manière à obtenir une estimation raisonnable.

Remarquons tout d'abord que les test CEM pour les champs rayonnés se font à des distances de 1, 3 ou 10 m dans le domaine 30MHz à 1 GHz ou plus. Si nous utilisons les critères $\lambda/2\pi$ ou $3\lambda/2\pi$ pour définir la limite champ proche / champ lointain, nous pouvons constater que la limite de fréquence pour le champ lointain devient :

d = distance de mesure	f_{min} - critère standard $\lambda/2\pi$	f_{min} - critère Zo±10% ($3\lambda/2\pi$)
1m	48Mhz	144MHz
3m	16Mhz	48MHz
10m	5Mhz	15MHz

Par conséquent dans la très grande majorité des cas on se trouve en champ lointain.

4.3.3.1 Rayonnement en mode différentiel

Dans notre circuit, la source impose un courant dans la boucle en fonction de la tension U_o du générateur et de l'impédance totale du circuit :

$$I_D = \frac{U_o}{Z_c} \qquad \text{avec} \qquad Z_c = Z_G + Z_L \qquad (4\text{-}35)$$

Ce courant circule en sens opposé dans les deux fils de la liaison (pistes de circuit imprimé ou câble externe).

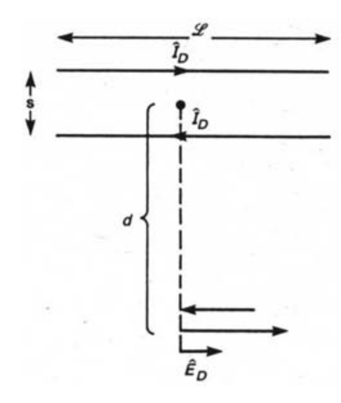


Figure 4.29 - Rayonnement en mode différentiel

4.3.3.1.1 Champ lointain

Pour autant que la longueur L du circuit soit faible vis-à-vis de la longueur d'onde (câble électriquement court), nous pouvons calculer le circuit comme deux dipôles de longueur L, séparés d'une distance s. Les champs de ces deux dipôles sont opposés, mais déphasés en raison de la séparation. Ils sont maximum dans le plan des deux fils, perpendiculairement à ceux-ci (vecteurs parallèles aux deux dipôles). Du fait de ce déphasage, les deux champs ne se compensent pas exactement et l'on calcule le champ maximum rayonné :

$$\mathbf{E_{Dmax} = 1.316\ 10^{-14} \frac{I_D\ f^2\ Ls}{d}} \qquad (4\text{-}36)$$

I_D = courant différentiel [A]
f = fréquence du signal [Hz]
L = longueur du circuit [m]
s = largeur du circuit = séparation en les fils [m]
dA = Ls = surface du circuit [m^2]

Remarquons que ce résultat, même s'il a été établi sur la base de deux dipôles électriques, correspond exactement aux formules du dipôle magnétique de même surface dA = Ls. En d'autre termes, la forme du circuit n'a aucune importance ici.

Exemple : Calculons le courant différentiel maximum pour qu'un câble de 1 m de longueur et dont les fils sont séparés de 1 mm, soit juste compatible avec la recommandation CISPR22 à une distance de 10m, pour un signal à 30 MHz :
La norme indique un champ maximum de 30 dBµV, soit un champ E de 31.6µV/m.

D'où
$$I_D = \frac{31.6E^{-6}\ d}{1.316E^{-14} f^2\ Ls} = 26.7\ mA$$

Remarquons enfin que le champ rayonné est proportionnel au carré de la fréquence : +40 dB/décade. Si le signal est de forme trapézoïdale (voir §4.2.4 figure 4.13) alors on constate une enveloppe spectrale des champ rayonnés qui augmente de 40 dB/déc puis se stabilise à une valeur indépendante de la fréquence.

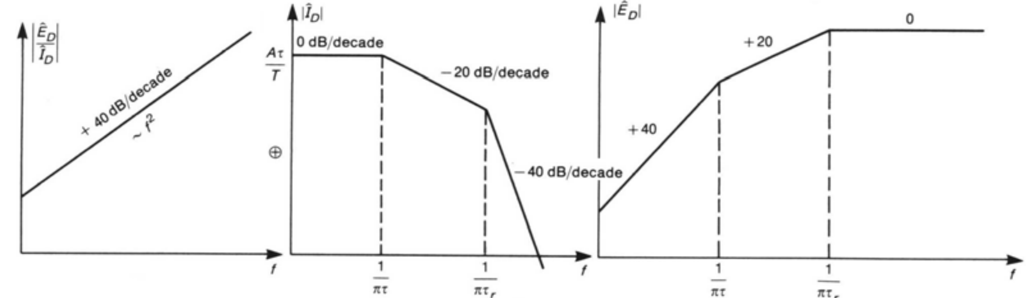


Figure 4.30 : Spectre du rayonnement en mode différentiel (champ lointain) *(C. Paul)*

4.3.3.1.2 Champ proche

Pour pouvoir assimiler le circuit à un dipôle magnétique, Mardiguian propose de comparer l'impédance totale du circuit Zc à l'impédance de l'onde en champ proche (équ 4-12) : si

$$Z_c < Z_{Wboucle} = \eta_o \frac{d}{\lambda/2\pi} = 7.9^{E-6}\ d\ f \qquad (4\text{-}37)$$

Alors les potentiels de la boucle peuvent être négligés et on peut utiliser directement les équations (4-11) de la boucle de courant

Basse impédance : $\mathbf{H = \frac{I_D\ Ls}{4\pi\ d^3}\ [A/m]}$ $\quad E = Z_W H = \mathbf{0.63^{E-6} \frac{I_D\ Ls\ f}{d^2}\ [V/m]} \qquad (4\text{-}38)$

Cette situation est rare : $Z_c < 7.9\Omega$ à 1MHz pour d = 1m. Elle correspond à des circuits à grand courants pulsés tels qu'on les trouve dans les alimentations hachées. Dans la majorité des cas Z_c est nettement plus élevé, et il faut considérer notre circuit comme une paire de dipôles électriques de signe opposé, séparés d'une distance s. Par dualité avec les résultats ci-dessus on peut alors exprimer :

Haute impédance : $\mathbf{E = \frac{U_D\ Ls}{4\pi\ d^3}\ [V/m]}$ $\quad \mathbf{H} = E/Z_w = \mathbf{0.53^{E-9} \frac{U_D\ Ls\ f}{d^2}\ [A/m]} \qquad (4\text{-}39)$

Ces estimations sont à exploiter avec la plus extrême prudence, car on est pratiquement toujours dans des situations où les hypothèses sont loin d'être vérifiées. Seul Mardiguian mentionne ces formules, les autres se cantonnent aux champs lointains ! ! !

4.3.3.1.3 Cas des circuits de dimension > λ/4

En champ lointain nous avons constaté que la forme du circuit n'entre pas en ligne de compte, seule la surface du circuit intervient. Si la longueur L ou la séparation des conducteurs s dépasse λ/4, alors les déphasages de propagation vont conduire à une réduction des champs totaux. En première approximation, on peut intuitivement admettre que seule la portion de longueur ou de largeur λ/4 les plus proches du point de mesure interviennent dans l'émission des champs E et H.

Par conséquent il faut remplacer L ou s (ou les deux !) par λ/4, et nous pouvons utiliser les résultats précédents pour tout circuit où nous pouvons identifier une boucle de courant de surface dA, limitée par λ/4. Tout se passe comme si la surface d'émission se réduisait avec la fréquence !

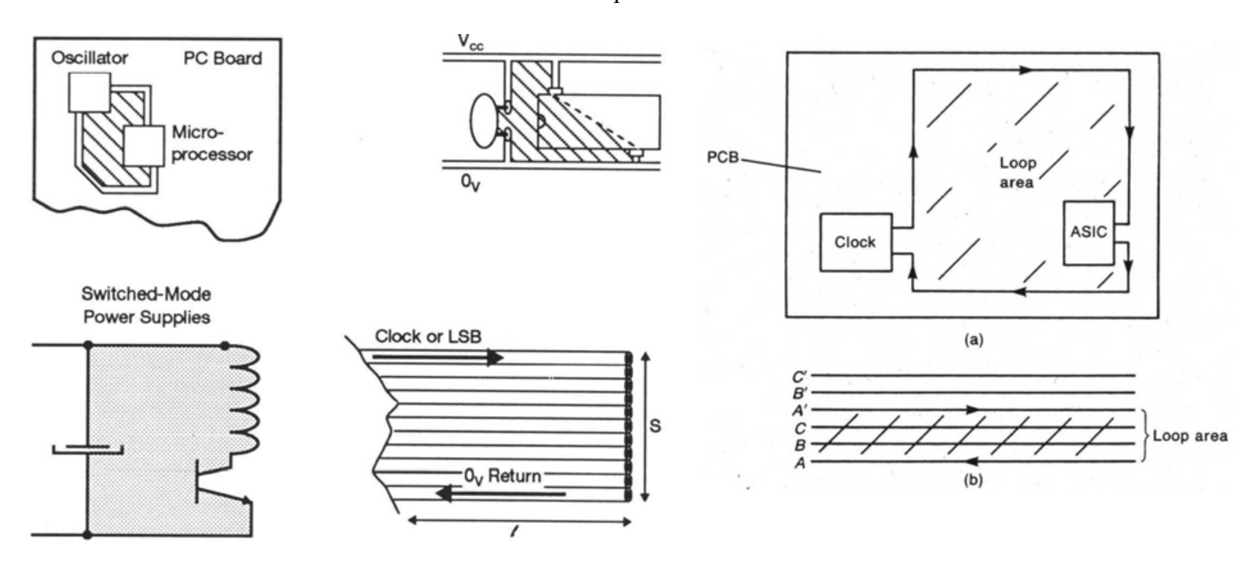


Figure 4-31 : Exemples d'application en mode différentiel *(Mardiguian et Paul)*

4.3.3.2 Rayonnement en mode commun

Dans le circuit simple de la figure 28, le courant différentiel est directement imposé par le signal que l'on cherche à transmettre d'un point à un autre, il est donc facile d'estimer ce courant. Toutefois, on constate qu'il y a généralement un très faible courant circulant de la source vers la charge dans chacun des deux fils de liaison: c'est le *courant de mode commun* dans le circuit, dépendant de la disposition de la source et de la charge par rapport à la terre. Ce courant se refermant par la terre est alors souvent désigné comme le *courant de boucle de terre*.

D'une manière semblable à la définition des tensions de mode commun et de mode différentiel à l'entrée d'un amplificateur différentiel, nous pouvons définir les courants de mode commun et de mode différentiel dans une paire de fils, à partir des courants individuels dans chacun des deux fils:

Soit I_1 et I_2 les courants dans les fils 1 et 2, circulant de la source vers la charge.

Courant différentiel : $I_{DM} = I_1 - I_2$
Courant de mode commun: $I_{CM} = I_1 + I_2$ (4-40)

Ce courant de mode commun est, comme nous allons le voir, la principale cause d'émission de rayonnement dans les câbles de liaison entre appareils.

4.3.3.2.1 <u>*Justification de la présence de courant de mode commun*</u>

Les courants de mode commun sont le résultat des natures asymétriques tant de la source signal que de la charge, ainsi que de l'impossibilité d'éviter un chemin de retour, même parasite, passant par la terre, et doublant le fil 2 de retour du signal. La figure 32 illustre ce phénomène.

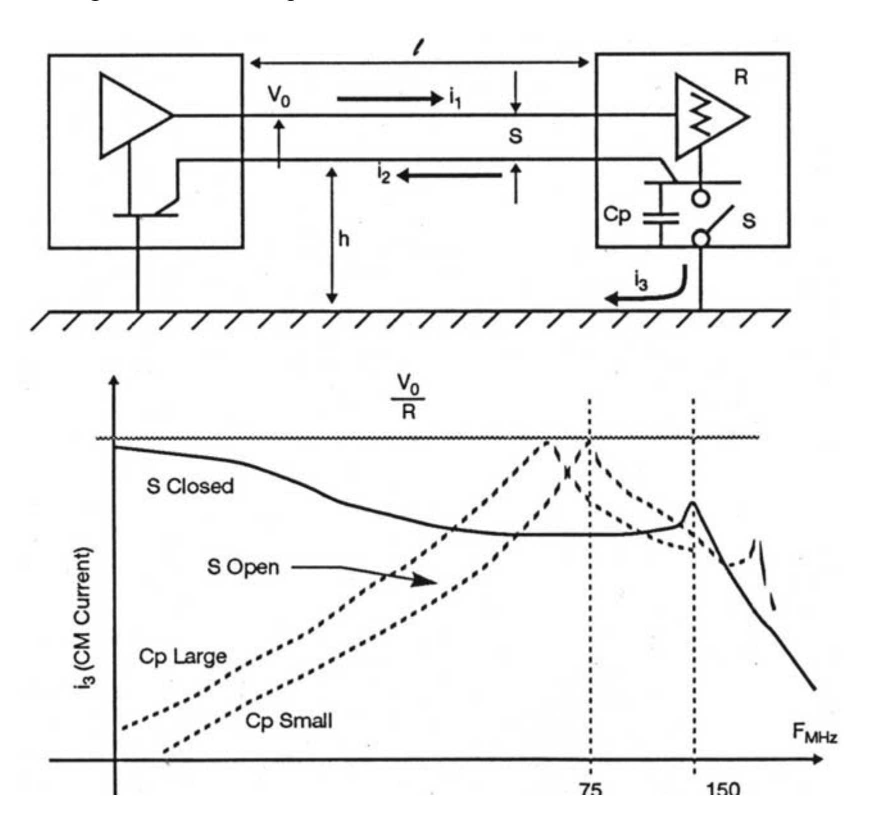


Figure 4-32 : Circulation parasite d'un courant de mode commun *(Mardiguian)*

Dans la situation représentée, la source signal (à gauche) est dans un boîtier relié à la terre, et l'alimentation de ce circuit est également liée au boîtier, donc à la terre. La charge (circuit récepteur de droite) est également dans un boîtier relié à terre, mais l'alimentation (et le zéro Volt) de ce circuit peut être laissé flottant ou relié au boîtier par un interrupteur S.

Lorsque l'interrupteur S est fermé, il est évident que la terre et le fil 2 forme une boucle, et que le courant I_1 dans le fil signal se répartit entre le fil 2 (I_2, de sens opposé à la convention des formules 4-40) et la terre (I_3). Cette répartition se fait en rapport avec les impédances dans chacun de ces chemins. La représentation spectrale montre que le courant I3 (trait plein) tend à diminuer avec la fréquence, comme on l'a montré au §4.3.2.2.

Si l'on ouvre l'interrupteur S, on constate que la capacité parasite existant entre le circuit récepteur et son boîtier assure quand même un chemin de retour par la terre et que I_3 (traitillé), s'il diminue fortement en basse fréquence, commence par augmenter avec la fréquence, jusqu'à dépasser la valeur obtenue avec S fermé, pour finalement rejoindre, à très haute fréquence, le courant obtenu avec l'interrupteur fermé (quand l'impédance de la capacité devient négligeable vis-à-vis des autres impédances). La présence de la capacité et de l'inductance du fil 2, expliquent cette résonance, augmentant le courant de terre à certaines fréquences.

En d'autres termes:

- **Séparer l'un des deux circuits de la terre n'est efficace qu'en très basse fréquence** (DC, 50Hz)
- **La séparation peut empirer le courant de mode commun à certaines fréquences**

Les courants de mode commun, toujours présent dans les câbles, sont composés non seulement d'une fraction (quelques %) du courant signal, mais également, à cause de la résonance de la boucle, de signaux non-intentionnels haute fréquence: par diaphonie interne aux appareils (crosstalk), par pollution des alimentations et de la terre, ces courants parasite de mode commun contribuent significativement au rayonnement du câble.

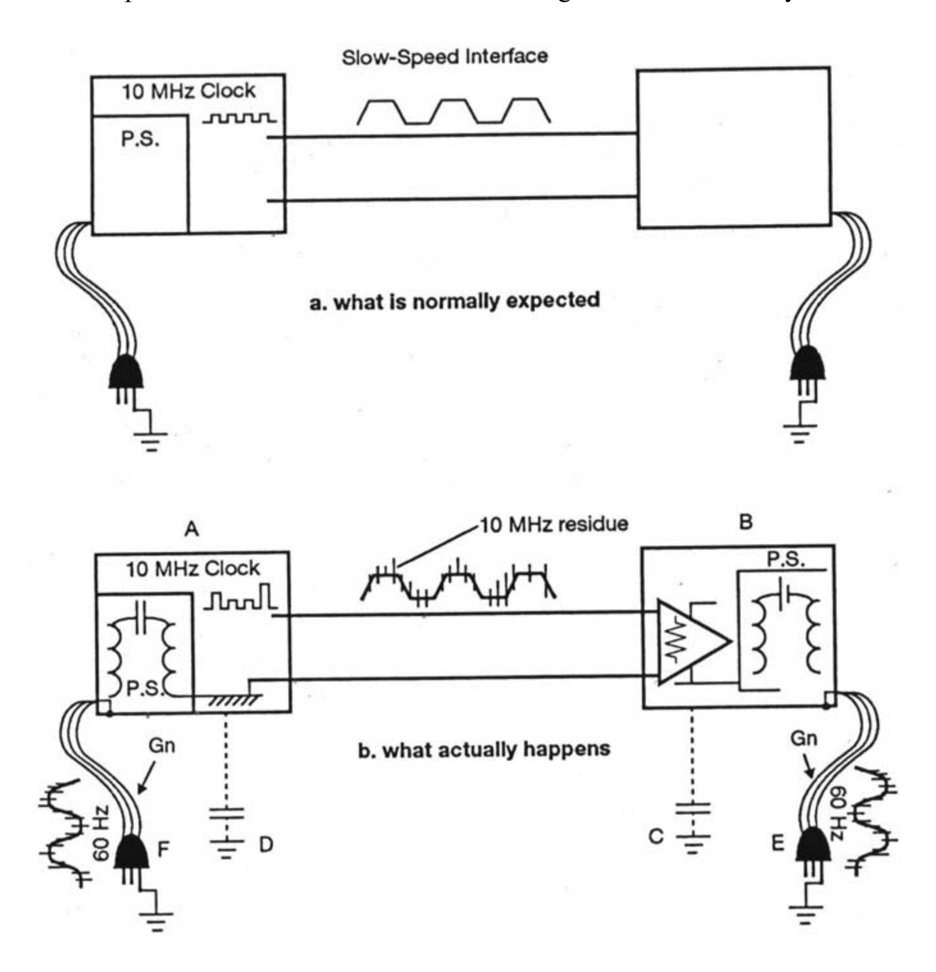


Figure 4-33 : Contamination de mode commun sur les câbles *(Mardiguian)*

Dans la situation de la figure 33, le câble n'est censé transporter qu'un signal logique à relativement basse fréquence. En réalité, l'horloge interne couple des impulsions parasites directement sur la ligne signal, mais également, à travers les capacités parasites du transformateur d'alimentation, dans le réseau. Celui-ci réinjecte dans le récepteur les parasites générés (plus tous ceux que d'autres consommateurs peuvent injecter). La situation réelle est donc bien différente de celle que l'on imagine lors de la conception !

4.3.3.2.2 Calcul direct du rayonnement des courants de mode commun

Si l'on connaît le courant de mode commun, on peut, comme nous l'avons fait pour le courant différentiel, calculer le champ rayonné sur la base de deux dipôles parallèles, mais cette fois les contributions de chacun des dipôles s'additionnent.

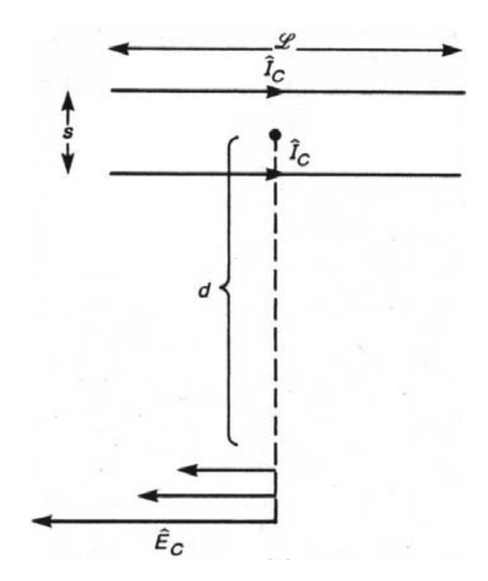


Figure 4-34 : Rayonnement en mode commun *(C. Paul)*

Remarquons tout d'abord qu'ici les courants I_C représentent chacun la moitié du courant de mode commun que nous avons défini en (4-40), ou du courant I_3 de la figure 32. En champ lointain, et dans l'hypothèse d'un câble électriquement court, nous obtenons:

$$\mathbf{E_{Cmax} = 1.257\ 10^{-6} \frac{I_C\ f\ L}{d}\ [V/m]} \qquad (4\text{-}41)$$

Ce champ est à nouveau parallèle aux fils, et maximal dans le plan formé par les deux fils. Par contre, du fait que les deux courants sont de même signe, la séparation s entre les fils n'intervient plus, seule leur longueur L intervient, longueur que nous limiterons également à $\lambda/4$ pour des câbles long.

Ici le champ rayonné est proportionnel à la fréquence, et non au carré de la fréquence (mode différentiel). Le spectre a donc une pente de +20 dB/décade, et la partie du courant de mode commun dépendant du signal va conduire à un spectre final présentant un maximum entre $1/\pi\tau$ et $1/\pi\tau_r$ si τ est la largeur des impulsions et τ_r le temps de montée.

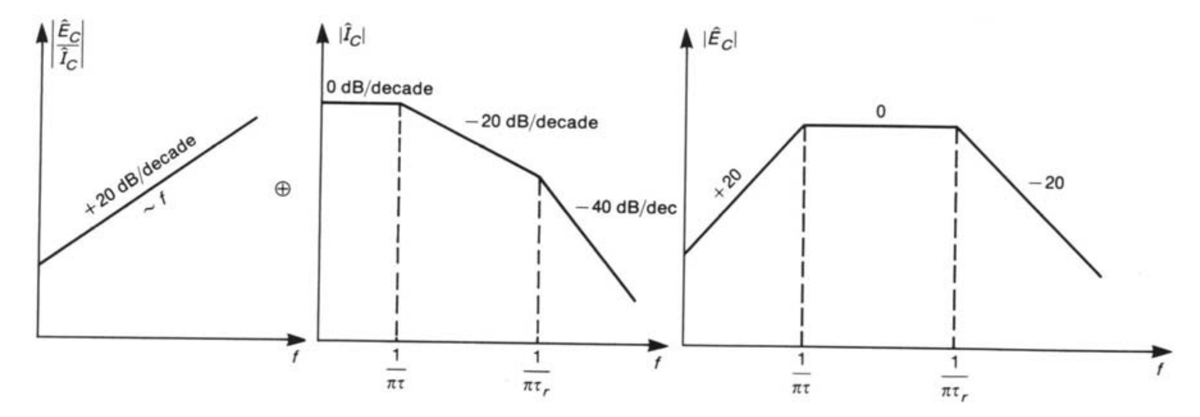


Figure 4-35 : Spectre du rayonnement CM d'impulsions rectangulaires *(C. Paul)*

Exemple : Calculons le courant de mode commun maximum pour qu'un câble de 1 m de longueur et dont les fils sont séparés de 1 mm, soit juste compatible avec la recommandation CISPR22 à une distance de 10m, pour un signal à 30 MHz, situation correspondant à l'exemple pour le mode différentiel :

La norme indique un champ maximum de 30 dBµV, soit un champ E de 31.6µV/m.

d'où $I_C \le \frac{31.6\ 10^{-6}}{1.257\ 10^{-6}} \frac{d}{fL} = 8.38\ \mu A$ $\qquad I_{CM} \le 16.8\ \mu A$

Le courant différentiel dans la même situation était de 26.7 mA!

Nous constatons que **le moindre courant de mode commun conduit à des rayonnements importants**, alors même que ces courants sont parasites et difficilement contrôlables.

L'estimation des champs rayonnés par mode commun suppose la connaissance des courants de mode commun. Dans une opération de dépannage, ou dans la phase de développement d'un prototype, il faut alors mesurer ces courants, puisqu'il s'agit de parasites. Pour ce faire on utilise une sonde de courant HF: Elles consistent en un anneau de ferrite séparé en deux moitiés reliées par une articulation et un clip de fermeture, on peut ainsi ouvrir l'anneau et faire passer le câble à l'intérieur. Une fois refermée, la sonde exploite la loi d'Ampère: le champ magnétique circulant dans l'anneau est proportionnel à la somme des courants traversant la surface englobée par l'anneau. Cette somme représente justement le total des courants de mode commun.

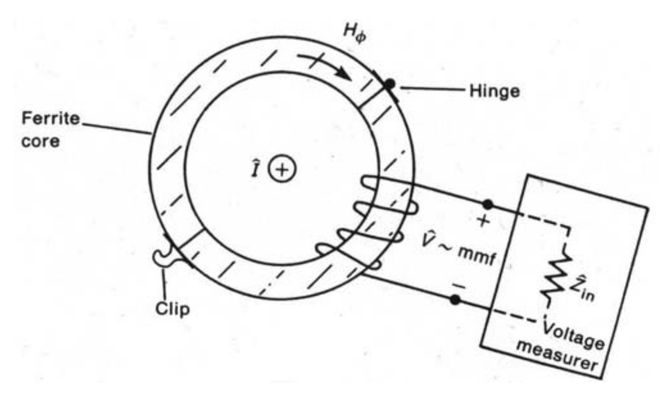


Figure 4-36 : Sonde de courant HF (C. Paul)

Un enroulement bobiné autour de l'anneau détecte les variations de flux magnétique et permet ainsi la mesure des courants HF, selon une courbe de transfert donnant le rapport entre la tension mesurée et le courant, c'est à dire l'impédance de transfert de la sonde, fonction de la fréquence. Une courbe typique est donnée à la figure 37

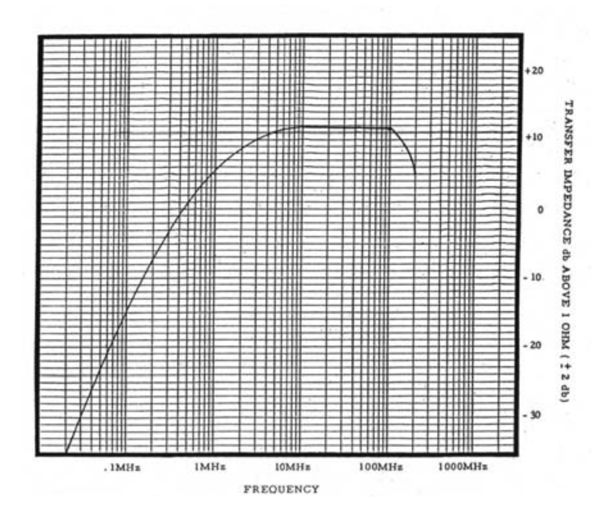


Figure 4-37 : Impédance de transfert d'une sonde de courant *(C. Paul)*

Dans la phase de conception d'un produit, on ne dispose pas de prototype permettant de mesurer les courants de mode commun, c'est pourquoi M. Mardiguian propose une estimation du rayonnement basé sur l'analyse de la boucle de terre.

4.3.3.3 Susceptibilité à une onde plane

A rédiger

.

4.3.4 Couplage par conduction

Les perturbations se transmettent également au travers des fils d'interconnexion du montage. On distingue 2 types de perturbation par conduction : d'une part en raison de l'impédance propre du fil, parcouru par les courants de plusieurs éléments du montage, d'autre part par les potentiels de terre en différents lieu du système.

4.3.4.1 Couplage par impédance commune

Ce type de couplage apparaît lorsque 2 ou plusieurs courants provenant de circuits différents traversent une impédance commune. Un exemple typique est celui d'une alimentation stabilisée connectée à plusieurs consommateurs dans un système (fig. 4.8).

Les perturbations apparaissent à deux niveaux: d'une part le potentiel d'alimentation des circuits est influencé par les courants consommés par l'ensemble des circuits au travers de l'impédance interne de la source et celle de la ligne d'alimentation commune. Cette variation peut bien sûr provoquer des perturbations au niveau du signal dans chacun des circuits (variation du point de fonctionnement donc modification des facteurs d'amplification et décalage de la courbe de réponse). D'autre part le potentiel de référence (0 V) des circuits dépend des courants consommés et de l'impédance de la ligne de référence commune. Cette perturbation s'ajoute directement au signal dans chacun des circuits. Il y a donc bien couplage entre les différents circuits du système.

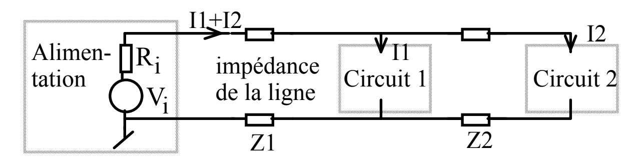


Figure 4.8 - Couplage par impédance commune

On voit que lors de la conception d'un système, il convient de porter une attention particulière au branchement des câbles communs aux différents circuits, et plus spécialement aux alimentations, qu'il faudra séparer autant que faire se peut. Lorsqu'une connexion en étoile devient physiquement impossible, les éléments branchés en série sur une même ligne se perturbent l'un l'autre.

Par extension de la fig 4.8 à N circuits, on constate que le premier élément de la série est perturbé par l'impédance de la première section de ligne traversée par l'ensemble des courants de tous les éléments.

$$V_{p1} = Z_1 \cdot (I_1 + ... + I_n) \quad (4\text{-}7)$$

Le 2ème élément est perturbé par V_{p1} plus par la chute de tension dans la 2ème section de ligne

$$V_{p2} = V_{p1} + Z_2 \cdot (I_2 + ... + I_n) \quad (4\text{-}8)$$

et ainsi de suite, l'élément le plus perturbé est celui qui se trouve en bout de ligne, l'élément le moins perturbé celui qui se trouve en début de ligne.

En résumé, pour réduire les perturbations par impédance commune il faut

- *Si possible, connecter chaque circuit individuellement aux alimentations : connexion en étoile*
- *Sinon, placer les circuits les plus sensibles en premier dans la chaîne d'alimentation*
- *Utiliser des fils d'alimentation à faible impédance* ***(grande section, si possible rectangulaire)***

4.3.4.2 Potentiels de terre - Boucles de terre

Mis à part quelques structures différentielles, la majorité des circuits travaillent à partir des tensions mesurées par rapport à une référence 0 V. Pour des raisons de sécurité cette référence est liée physiquement à la terre généralement par l'intermédiaire du conducteur de protection du câble réseau. Si les appareils d'un système sont reliés à différents points de terre, leurs référence 0 V ne sera jamais exactement la même. Il peut y avoir plusieurs centaines de mV, voir quelques V de différence (courants de terre dans l'impédance commune de la terre, à plus forte raison si les liaisons ne sont pas directes, mais par l'intermédiaire des neutres du réseau).

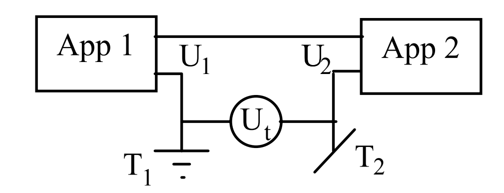


Figure 4.9 - Effet d'un potentiel de terre

Par conséquent si la tension de sortie U_1 d'un appareil relié à la terre T_1 est connectée à l'entrée d'un appareil relié à la terre T_2, et que la différence de potentiel entre T_1 et T_2 vaut U_t, alors la tension d'entrée du second appareil vaudra $U_1 + U_t$ et la perturbation produite sera $U_p = U_t$.

Il ne sert à rien de relier les référence 0 V des deux appareils par un fil supplémentaire: Il forme, avec la terre (équivalente à une source de tension U_t d'impédance interne Z_t) une **boucle de terre**. Sous l'effet de U_t un courant va circuler dans le fil (fonction de l'impédance de ce fil, toujours plus grande que Z_t). U_t ne diminuera que très peu, par contre le courant dans le fil perturbera le reste du circuit par couplage inductif. On constate donc que la présence de boucles de terre dans un montage augmente les perturbations.

Les seuls moyens de supprimer les perturbations par potentiel de terre sont de concevoir le système complet avec un seul point de mise à terre (désignés par ***systèmes à terre unique***) ou d'utiliser des moyens de rompre les liaisons galvaniques entre terres: amplificateurs d'isolation, amplificateurs différentiels, circuits symétriques.

4.4 Câblage et mise à terre

Comme on l'a vu à propos des différents couplages des perturbations, le système de mise à terre des circuits et des blindages est le principal moyen d'éviter les bruits. Un tel système doit être conçu comme n'importe quelle autre partie du circuit, pour définir où et comment les circuits doivent être reliés à la terre. Consacrer du temps à une telle réflexion se justifie aussi bien pour les grands systèmes que pour un simple circuit tenant sur une seule carte imprimée, car le dépannage et la résolution des problèmes de mise à terre après réalisation seront bien plus difficile, donc bien plus coûteux.

Les buts de la conception de bons systèmes de mise à terre sont de deux ordres : Premièrement **minimiser les** perturbations provoquées par couplage à travers une **impédance commune**, et deuxièmement **éviter de créer des boucles de terre** sujettes au couplage inductif, et aux courants de circulation en raison des différences de potentiel entre deux points de terre (système à terre unique).

La mise à terre, telle que nous l'avons mentionnée jusqu'ici, n'est qu'une référence de potentiel, que nous pouvons définir comme le "zéro Volt". Sur un circuit embarqué (avion, bateau, auto) il s'agit de la structure du véhicule. Pour des équipements fixes il peut s'agir soit de la carcasse métallique de l'armoire contenant le matériel, du bâtiment ou d'une liaison effective à la terre sur lequel est construit l'équipement. Du point de vue de la protection contre les perturbations, la référence zéro doit être un potentiel de référence, mais elle ne doit pas nécessairement être à la terre. Dans certains cas il se justifie même d'avoir une référence libre (circuit "flottant"). Fixer la référence zéro à la terre a pour principal objectif la sécurité.

Les anglophones utilisent deux (trois) termes pour distinguer ces deux cas : *Ground (parfois common)* est la **masse** ou **référence zéro** et *earth-ground* est la référence effectivement connectée à la **terre**. Pour la suite nous utiliserons les définitions suivantes:

Commun	**Référence 0 V d'un circuit**
Terre	**Point commun effectivement relié à la terre**
Circuit flottant	**Circuit dont le point commun *n'est pas* relié à terre**

4.4.1 - Terre de sécurité

La protection des personnes appelées à manipuler un système exige de relier le châssis (le boîtier et toutes les parties conductrices accessibles au toucher) à la terre.

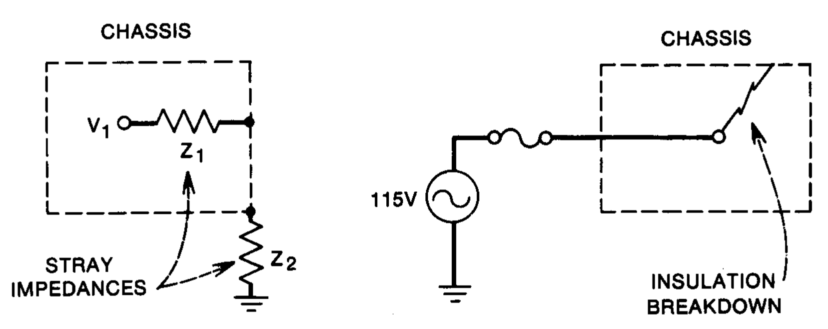


Figure 4.10 Problèmes de sécurité

En effet, dans le cas où le châssis n'est pas relié à la terre (partie de gauche de la figure), les éléments parasites, toujours présents entre le châssis et la terre d'une part, entre le châssis et les différentes parties du circuit d'autre part, déterminent le potentiel du châssis. Ce potentiel peut devenir dangereux pour l'être humain déjà en fonctionnement normal. Si de plus un défaut d'isolation apparaît, mettant en contact le châssis avec l'alimentation primaire du circuit (partie de droite de la figure), alors l'homme peut se trouver directement en contact avec le circuit alternatif de puissance et être mis en danger.

Si, par contre, le châssis est relié par un bon contact à la terre, (conducteur de protection isolé en jaune-vert = connecteur central des prises 220V), alors, en fonctionnement normal, le potentiel du châssis par rapport à la terre est nul et l'homme ne risque rien. De même en cas de défaut d'isolation, un fort courant s'établit dans la ligne d'alimentation, provoquant la rupture immédiate du fusible, et la protection est assurée.

4.4.2 - Système à terre unique

L'analyse du couplage des perturbations nous a montré, qu'il fallait absolument réaliser les systèmes (entiers) avec un point commun unique. On imagine bien que cela est physiquement irréalisable (liaison individuelle de chaque circuit au point unique, par des fils à très basse impédance, donc courts et de grande section). Ne pouvant réaliser un système idéal, voyons comment obtenir un bon compromis.

En basse fréquence l'inductance des fils ne dégrade que peu leur impédance, on peut donc tolérer des longueurs relativement importantes. On réalisera le système de terre en regroupant les appareils et circuits par catégorie en série sur la même ligne de terre. Toutes les lignes seront alors physiquement reliées en un point unique.

La séparation des circuits en combinaison série-parallèle se fait selon l'ordre de grandeur des courants de retour des différents circuits. En général on se contente de trois ou quatre chaînes série connectées au même point unique :

- *Terre signal* ***utilisée comme référence zéro par tous les circuits à faible niveau (capteur, préamplis, étage d'entrée des convertisseurs).*** **Terre à faible bruit.**
- *Terre logique* ***utilisée comme référence pour les circuits logiques (courants de commutation des portes logiques de quelques mA).*** **Terre de qualité médiocre**
- *Terre puissance* ***utilisée pour les amplis de puissance et les relais (courants de plusieurs centaines de mA).*** **Terre perturbée à la fréquence du signal**

• *Terre châssis* ***utilisée pour la protection (boîtier) et pour les circuits d'alimentation. Terre*** **fortement perturbée à la fréquence du signal et à celle du réseau.**

Les fils d'interconnexion et les capacités parasites entre les divers boîtiers sont les causes de dégradation du système à terre unique: les câbles (et leur blindage) sont causes de boucle de terre, et l'impédance des capacités parasites diminue avec la fréquence, permettant ainsi l'établissement de chemins parallèles en haute fréquence, d'autant plus importants que l'impédance des fils de liaison de terre augmente avec la fréquence.

4.4.3 - Plan de terre (ou terre à point multiple)

En haute fréquence (f > 10 Mhz) les impédances des fils deviennent trop élevée dans une configuration à point unique, leur longueur devient souvent comparable à la longueur d'onde. Dans ce cas on réalise un **plan de terre** à basse impédance (grande surface) et chaque circuit est individuellement relié au plus proche point de terre accessible. Ces connections doivent être aussi courtes que possible pour en limiter l'impédance (à très haute fréquence elles doivent être de quelques mm au maximum! ($< \lambda/20$)

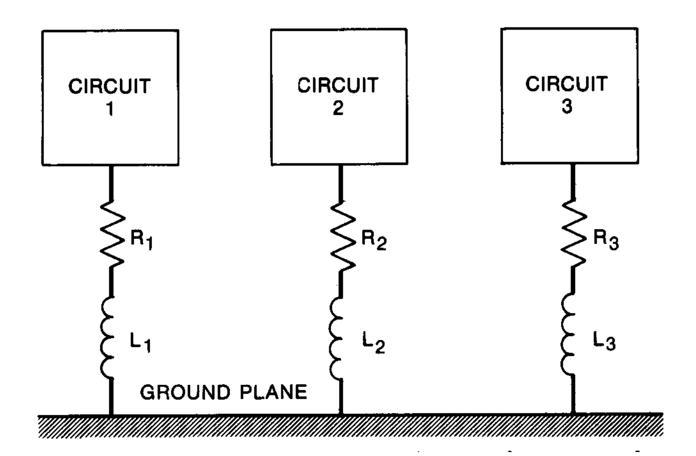


Figure 4-11 Plan de terre

Tous les courants de retour circulent à travers l'impédance commune du plan de terre, ils ont tendance à suivre le trajet du fil signal. On peut diminuer l'impédance commune en argentant la surface du plan (en haute fréquence il ne sert à rien d'augmenter l'épaisseur du plan de terre, car les courants restent en surface en raison de l'effet pelliculaire).

L'impédance entre 2 points du plan, séparés d'une distance l_S est

$$Z = R_{rf} \cdot (1 + tg\frac{2 \cdot l_S}{\lambda}) \quad (4.9)$$

$$R_{rf} = 0.26 \cdot 10^{-6} \sqrt{\frac{\mu_r f}{\sigma_r}} \quad [\Omega/\text{carré}] \quad (4.10)$$

où μ_r et σ_r sont la perméabilité et la conductivité du plan, relatives à celle du cuivre,

On constate que l'impédance est proportionnelle à l_S tant que $l_S < \lambda/10$, mais qu'elle tend vers l'infini pour $l_S = \lambda/4, 3\lambda/4$, ... En d'autres termes, même un plan de terre n'est pas une bonne surface équipotentielle, si les modules qui doivent y être reliés sont distants de plus que le 8e de la longueur d'onde.

4.4.4 - Systèmes de terres mixtes

En basse fréquence (capteurs, systèmes audio), les systèmes à terre unique se comportent généralement mieux. En très haute fréquence (transmissions VHF), c'est le plan de terre qui convient. Le critère de choix dépend de la fréquence et des dimensions du système: lorsque les dimensions sont nettement inférieures à $\lambda/20$(généralement en dessous de 1 MHz), on choisit la terre unique, et pour des dimensions nettement supérieures à $\lambda/20$ on utilise le plan de terre (en dessus de 10 MHz). Dans la zone intermédiaire (entre 1 et 10 MHz) le point de terre unique et le plan de terre présentent chacun leurs avantages et inconvénients: il faut absolument éviter des boucles de terre en basse-fréquence, mais il faut assurer une liaison de terre basse-impédance pour les hautes fréquence à des intervalles courts. On réalise alors une solution mixte: liaison à terre unique par des fils pour les BF, et liaison multiple au travers de condensateurs pour les HF

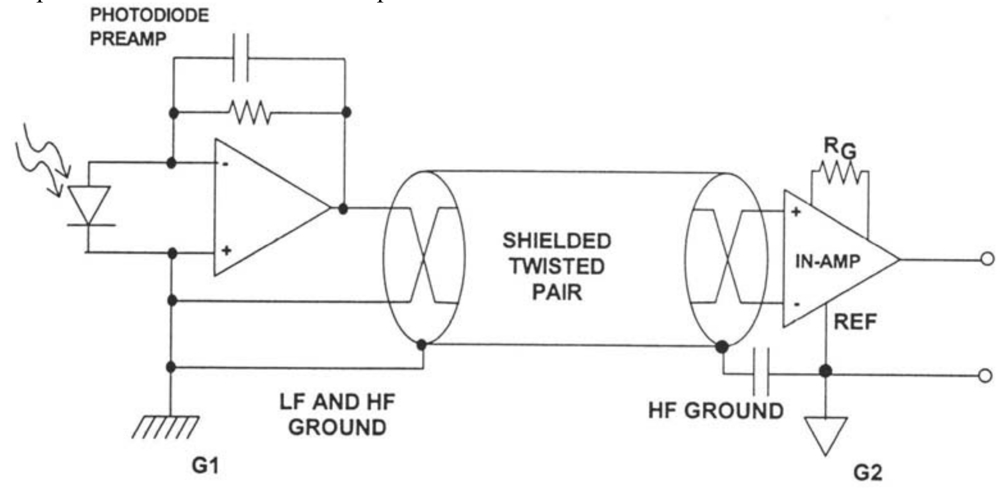


Figure 4.12 - Mise à terre hybride

En résumé on constate que

• *La structure à terre unique est favorable en basse fréquence (<1 MHz).*
• *Le plan de terre est à utiliser en haute fréquence.*
• *Il faut associer les circuits en combinaison série parallèle, en séparant les circuits à faible courant de ceux à fort courant.*
• *A l'intérieur d'une branche série, il faut placer les circuits les plus sensibles au début de la chaîne.*

4.4.5 - Liaison des circuits à la terre

4.4.5.1 - Liaison des blindages de câbles

On a vu que le blindage des câbles (coaxial ou bifilaire blindé) ne doit être relié à terre qu'en un seul point pour éviter les boucles de terre. Reste à savoir quel point de liaison sera le plus favorable. Deux cas peuvent se présenter selon que c'est la source de signal ou l'amplificateur qui est mis à terre.

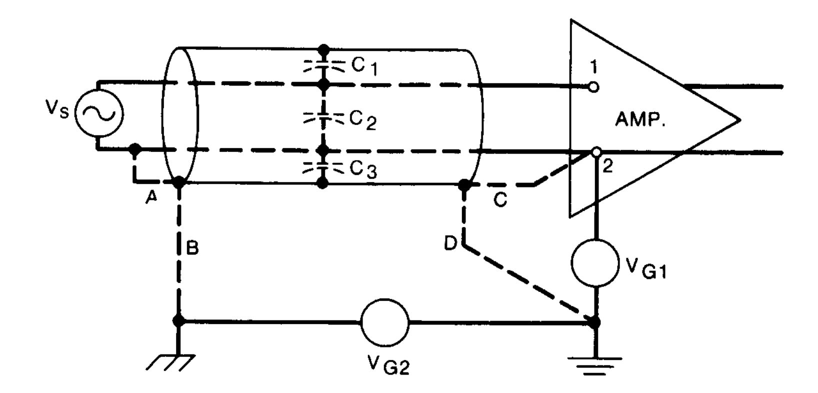


Figure 4.13 : Source flottante et ampli mis à terre

Notre raisonnement suppose qu'un des éléments est flottant (la source dans la fig. 4.13) alors que le 2e a son point commun relié à terre par une source V_{G1} (l'ampli de la fig. 4.13). Celle-ci représente soit la chute de potentiel dans le fil de liaison (impédance commune) soit un potentiel de polarisation imposé par la réalisation. Les quatre possibilités de liaison sont représentées en traitillé (A à D) dans la figure. V_{G2} est la différence de potentiel entre le point de mise à terre de l'ampli et le potentiel de terre aux environs de la source. Du fait que le blindage n'est relié à terre qu'en un seul point, une perturbation ne peut être couplée que par les capacités C_1, C_2, C_3 entre les fils (transmettant le signal) et le blindage.

La liaison A doit évidemment être rejetée puisqu'elle oblige les courants de bruit du blindage à passer dans le fil signal 2, produisant une perturbation dans l'impédance du fil.

Dans les cas B et D, C_3 est soumis à la différence des potentiel de terre, produisant un courant dans le conducteur 2, de plus C_1 et C_2 forment un diviseur couplant cette même tension sur l'entrée de l'ampli : $V_{12} = \frac{C_1}{C_1+C_2}(V_G)$

La liaison C court-circuite la capacité C_2, sans injecter de courant dans le conducteur 2. C_1 et C_2 sont mis en parallèle mais ne peuvent plus coupler de tension de perturbation sur l'entrée de l'ampli.

Pour une source flottante et un ampli mis à terre, le blindage des fils d'entrée doit être relié au point "commun" de l'amplificateur.

Les mêmes raisonnements sont à faire dans le cas où la source est mise à la terre alors que l'ampli est flottant

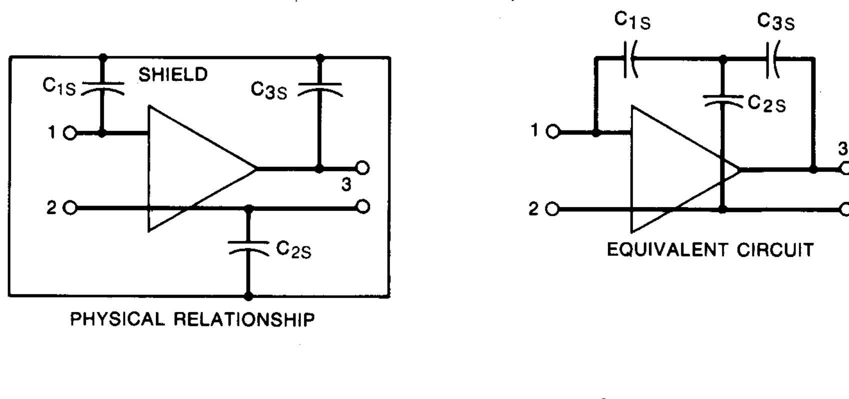
Pour une source mise à terre et un ampli flottant, le blindage des fils d'entrée doit être relié au point "commun" de la source.

Cette analyse a été faite pour des câbles bifilaires torsadés et blindés. Pour des câbles coaxiaux, le blindage remplace le conducteur 2 (point commun de l'ampli), il n'y a donc pas d'autre liaison à effectuer.

Dans les cas où source et ampli sont liés à terre, on est conduit à relier le blindage aux deux extrémités aux points communs dans l'espoir que le courant de la boucle de terre passe dans le blindage (à relativement faible impédance) plutôt que dans le conducteurs signal 2. Une perturbation sera de toute façon couplée. Pour obtenir une bonne protection il faut absolument rompre cette boucle de terre en utilisant un transfo d'isolement, un couplage optique ou un ampli différentiel.

4.4.5.2 - Liaison du blindage des amplificateurs

Les amplificateurs à grand gain sont généralement réalisés à l'intérieur d'un boîtier métallique servant de protection contre les champs électriques externes (couplage capacitif 4.1.1). Ce boîtier présente des capacités parasites contre les conducteurs d'entrée et de sortie de l'ampli. Le conducteur 2 est les point commun de l'ampli.



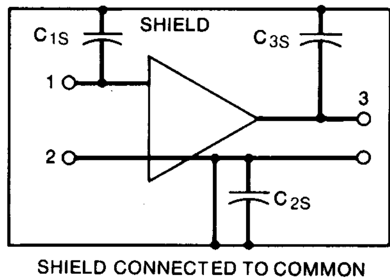


Figure 4.14 - Blindage d'un amplificateur

Le schéma équivalent de la fig. 4.14 montre que les capacités parasites C_{1S} et C_{3S} permettent un couplage du signal de sortie (haut niveau) vers l'entrée (bas niveau), c'est-à-dire une contre-réaction, dégradant les performances de l'amplificateur et risquant de provoquer des oscillations. Pour éliminer cette contre-réaction, le seul moyen est de lier le blindage au "commun" de l'ampli. (conducteur 2), comme montré au bas de la figure. La capacité C_{2S} est alors court-circuitée, C_{1S} et C_{3S} chargent l'entrée, respectivement la sortie, coupant par là le chemin de contre-réaction.

Le blindage des amplificateurs doit être lié au point "commun" de l'amplificateur

Cette liaison doit être fait même si le point commun n'est pas lié à la terre.

4.5 Blindage

L'objectif d'un blindage est soit de protéger les circuits placés à l'intérieur de l'enceinte contre les champs électriques et magnétiques externes, soit de confiner les champs générés par les circuits à l'intérieur de l'enceinte, évitant ainsi tout rayonnement sur d'éventuelles victimes externes. Reste à définir quels matériaux et quelles épaisseurs de blindage assurent une protection efficace. Pour ce faire nous analysons la propagation de l'onde électromagnétique, qui de l'air va traverser le blindage pour pénétrer dans l'air de l'autre coté. A chaque interface il y a variation d'impédance, donnant naissance à une onde réfléchie et une onde transmise.

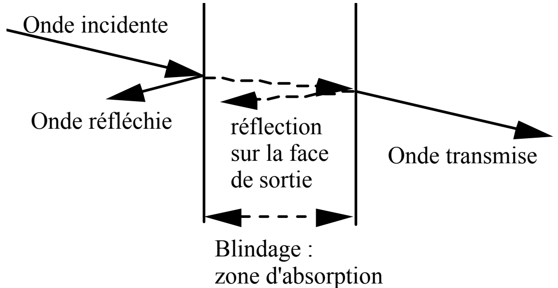


Figure 4.15 - Réflexion et transmission dans un blindage

4.5.1 - Impédance caractéristique

L'impédance d'un milieu est le rapport entre le champ E et le champ H. Elle se calcule par

$$Z_o = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\varepsilon}} = \frac{E}{H} \qquad (4.11)$$

Pour l'air, isolant où $\sigma << j\omega\varepsilon$, (champ lointain) $Z_{air} = 377\ \Omega$.

Pour un milieu conducteur, où $\sigma >> j\omega\varepsilon$, le module de l'impédance est $|Z_o|\Omega = \sqrt{\frac{\omega\mu}{\sigma}}$

avec	perméabilité du vide	$\mu_o = 0.4\ \pi\ 10^{-6}$ [H/m]
	cste diélectrique du vide	$\varepsilon_o = 8.85\ 10^{-12}$ [F/m]
	conductibilité du cuivre	$\sigma_{cu} = 5.82\ 10^{7}$ [Ω^{-1}/m]

Pour les blindages on préfère exprimer leur propriétés relativement à celle du cuivre, en introduisant dans les formules leur conductibilité et leur perméabilité, relatives à celles du cuivre: $\sigma_r = \frac{\sigma}{\sigma_{cu}}$ et $\mu_r = \frac{\mu}{\mu_{cu}}$.

L'impédance caractéristique du blindage devient

$$Z_{bl} = 3.68\ 10^{-7} \sqrt{\frac{\mu_r}{\sigma_r} \cdot f} \qquad (4.12)$$

Matériau	conductibilité relative	perméabilité relative	impédance caract.
Argent	1.05	1	$3.59\text{ e-}7 \sqrt{f}$
Cuivre	1.00	1	$3.68\text{ e-}7 \sqrt{f}$
Or	0.7	1	$4.40\text{ e-}7 \sqrt{f}$
Aluminium	0.61	1	$4.71\text{ e-}7 \sqrt{f}$
Étain	0.15	1	$9.50\text{ e-}7 \sqrt{f}$
Acier	0.1	1'000	$3.68\text{ e-}5 \sqrt{f}$
Mu-métal	0.03	20'000	$3.00\text{ e-}4 \sqrt{f}$
Acier inox	0.02	500	$5.82\text{ e-}5 \sqrt{f}$

4.5.2 - Efficacité d'un blindage

On définit l'efficacité du blindage comme le rapport entre l'énergie de l'onde incidente à l'énergie de l'onde transmise. Elle représente donc le facteur d'atténuation de l'onde, et on l'exprime en dB:

$$S = 20 \text{ Log}\frac{E_i}{E_t} \text{ [dB]} = 20 \text{ Log}\frac{H_i}{H_t} \text{ [dB]} \qquad (4.13)$$

L'efficacité réelle d'un blindage dépend bien sûr de la qualité du matériau utilisé pour le blindage (efficacité intrinsèque), mais également des ouvertures pratiquées dans ce blindage (portes, passages de câbles, zones d'affichage, boutons de commande). Dans un premier temps, nous allons analyser l'efficacité intrinsèque du matériau, afin d'obtenir des critères de choix, puis considérer le problème des ouvertures.

L'efficacité intrinsèque est déterminée par trois termes : l'atténuation par réflexion à l'entrée du blindage, l'absorption dans l'épaisseur du blindage et enfin l'effet des réflexions multiples engendrées par la réflexion à la sortie du blindage:

$$S = S_r + S_a + S_m \text{ [dB]} \qquad (4.14)$$

4.5.3 - Atténuation par absorption Sa

L'amplitude d'une onde décroît exponentiellement lorsqu'elle traverse un milieu donné (pertes ohmiques provoquant une dissipation de chaleur).

$$E(x) = E_o\, e^{-t/\delta} \qquad (4.15)$$

δ est la profondeur de pénétration, soit la distance à laquelle l'onde a été atténuée d'un facteur e. Elle dépend de la fréquence, de la perméabilité et de la conductibilité:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{2\pi f \mu \sigma}}\ [m] = \frac{0.066}{\sqrt{\mu_r \sigma_r f}}\ [m] \qquad (4.16)$$

Pour un blindage d'épaisseur t, on peut alors calculer le facteur d'absorption

$$S_a = 8.69 \cdot \frac{t}{\delta} = 132\, t \sqrt{\mu_r \sigma_r f}\ [dB] \qquad (4.17)$$

fréquence	matériau	δ [mm]	S_a [dB] t = 0.5 mm	S_a [dB] t = 3 mm
50 Hz	Cuivre	9.3	0.47	2.8
	Acier	0.93	4.7	28
	Mu - métal	0.38	11.4	68
1 kHz	Cuivre	2.1	2.1	12.5
	Acier	0.21	21	125
	Mu - métal	0.085	51	306
10 MHz	Cu	0.021	208	1250
	Acier	0.0021	2080	12500

Le tableau ci-dessus nous montre bien qu'en haute fréquence un blindage en cuivre même très mince est largement suffisant. Par contre en basse fréquence, il convient d'augmenter l'épaisseur, ou même de choisir des matériaux à haute perméabilité. Même une feuille d'acier de 0.5 mm n'atténue presque rien à 50 Hz.

4.5.4 - Atténuation par réflexion - S_r

Lorsqu'une onde passe d'un milieu d'impédance Z_1 à un milieu Z_2 , on calcule les intensités des ondes réfléchies dans le milieu 1 (indice 1r) et transmises dans le milieu 2 (indice 2t) par

$$E_{1r} = \frac{Z_1 - Z_2}{Z_1 + Z_2} E_1 \qquad E_{2t} = \frac{2Z_2}{Z_1 + Z_2} E_1 \qquad (4.18)$$

$$H_{1r} = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_1 + Z_2} H_1 \qquad H_{2t} = \frac{2Z_1}{Z_1 + Z_2} H_1 \qquad (4.19)$$

Dans le cas d'un blindage, il y a deux interfaces, premièrement de l'air dans le blindage, puis (après atténuation par absorption) du blindage dans l'air. Nous pouvons donc calculer les intensités transmises de l'autre coté du blindage (sans absorption) en utilisant l'indice i pour l'onde incidente et l'indice t pour l'onde transmise, on passe d'abord de 1 à 2 puis de 2 à 1 :

$$E_t = \frac{2Z_2}{Z_1 + Z_2} \cdot \frac{2Z_1}{Z_1 + Z_2} \cdot E_i = \frac{4Z_1 Z_2}{(Z_1 + Z_2)^2} \cdot E_i \; H_t = \frac{4Z_1 Z_2}{(Z_1 + Z_2)^2} \cdot H_i \qquad (4.20)$$

L'atténuation due à la réflexion est le rapport $E_i/E_t = H_i/H_t$:

$$S_r = 20 \text{ Log} \frac{(Z_1 + Z_2)^2}{4Z_1 Z_2} \approx 20 \text{ Log} \frac{Z_1}{4Z_2} \quad (\text{si } Z_2 << Z_1) \qquad (4.21)$$

L'impédance Z_2 est celle du blindage. Nous l'avons calculée au paragraphe 4.3.1. L'impédance Z_1 est celle de l'air, elle dépend de la distance par rapport à la source de perturbation. Nous sommes donc obligés de distinguer (voir paragraphe 4.1) entre champ lointain, champ proche à haute impédance (couplage capacitif) et champ proche à basse impédance (couplage inductif).

4.5.4.1 - Champ lointain - Z_1= 377 Ω

Dans ce cas même à très haute fréquence l'approximation $Z_2 << Z_1$ est justifiée. En remplaçant Z_1 par 377 Ω et Z_2 par la formule 4.12 dans 4.21 on obtient

$$S_r = 168 + 10 \text{ Log} \left(\frac{\sigma_r}{\mu_r f} \right) \quad [\text{dB}] \qquad (4.22)$$

On constate que cette atténuation diminue de 10 dB / décade avec la fréquence, et qu'à 1 MHz le cuivre atténue encore l'onde de 108 dB. Par contre un matériaux moins conducteur, ou plus perméable ne réfléchit plus autant l'onde incidente. Remarquons également que la réflexion intervient surtout sur la face d'entrée du blindage.

Rappelons que nous nous considérons en champ éloigné dès que la distance entre la source et le blindage est $r > \frac{\lambda}{2\pi}$. Par exemple pour une perturbation 50 Hz il s'agit de 1000 km. A l'opposé, une transition de 1 ns sur un signal logique représente une bande passante de 350 Mhz, et dès 13 cm on se trouve en champ lointain.

4.5.4.2 - Champ proche haute impédance (couplage capacitif) $Z_1 > 377\Omega$

En champ proche haute impédance, nous avons constaté au paragraphe 4.1 que le rapport entre E et H n'était plus défini par l'air uniquement ($Z_{air} = 377\Omega$) mais surtout par la distance à la source de perturbation. En première approximation (la source de perturbation est une tension, pas de champ H à r =0) ce rapport vaut

$$Z_1 = Z_{air} \cdot \frac{\lambda}{2\pi r} = \frac{1}{\varepsilon_o c} \cdot \frac{c/f}{2\pi r} = \frac{1}{2\pi f \varepsilon_o r} \qquad (4.23)$$

Ce champ est à haute impédance > 377Ω, ce qui nous permet toujours d'utiliser l'approximation 4.21, en remplaçant Z_2 par la formule 4.12:

$$S_r = 20 \text{ Log}\frac{1}{2\pi f \varepsilon_o r \cdot 4 \cdot 3.68e\text{-}7} \cdot \sqrt{\frac{\sigma_r}{\mu_r f}} = 322 + 10 \text{ Log}\frac{\sigma_r}{\mu_r f^3 r^2} \quad [\text{dB}] \qquad (4.24)$$

On constate ainsi que pour un champ électrique dominant, les pertes par réflexion sont nettement plus élevées en champ proche (4.24) qu'en champ lointain (4.22). En fait la situation de l'équation 4.24 n'existe jamais, la source de perturbation n'est jamais une tension pure, mais elle émet une faible proportion de champ magnétique. L'atténuation par réflexion sera donc quelque part entre la valeur des équations 4.22 et 4.24. Du fait qu'on ne connaît généralement pas la proportion, on utilisera l'équation 4.22, sachant qu'elle représente le cas le plus défavorable.

4.5.4.3 - Champ proche basse impédance (couplage inductif) $Z_1 < 377\Omega$

Ici l'impédance de l'onde est inférieure aux 377Ω de l'air. En première approximation (la source de perturbation est un courant, pas de champ E à r=0):

$$Z_1 = Z_{air} \cdot \frac{2\pi r}{\lambda} = \mu_o c \cdot \frac{2\pi r}{c/f} = 2\pi f \, \mu_o \, r \qquad (4.25)$$

Pour une distance suffisante, Z_1 reste >> Z_2 et nous pouvons toujours utiliser l'approximation 4.21

$$S_r = 20 \text{ Log}\frac{2\pi f \mu_o r}{4 \cdot 3.68e\text{-}7} \sqrt{\frac{\sigma_r}{\mu_r f}} = 14.6 + 10 \text{ Log}\frac{\sigma_r f r^2}{\mu_r} \quad [\text{dB}] \qquad (4.26)$$

L'atténuation par réflexion d'un champ magnétique est donc nettement plus faible qu'en champ lointain. Elle augmente avec la fréquence et avec la distance. Pour r assez faible, la valeur de 4.26 s'annule ou devient négative. Dans ce cas l'approximation $Z_1 >> Z_2$ n'est plus valable. En fait il faut bien s'attendre à ce que l'onde réfléchie s'annule lorsque $Z_1 = Z_2$ d'où $S_r = 0$ dB. Par contre lorsque $Z_1 < Z_2$ il apparaît à nouveau une onde réfléchie et $S_r > 0$ dB.

A nouveau, dans une situation réelle, la source de perturbation émet (à r=0) une faible proportion de champ E, si bien qu'on se trouve quelque part entre 4.26 et 4.22. Le calcul dans le cas le plus défavorable nous oblige à utiliser 4.26, que nous limiterons à 0 dB pour les cas où l'approximation 4.21 n'est plus valable.

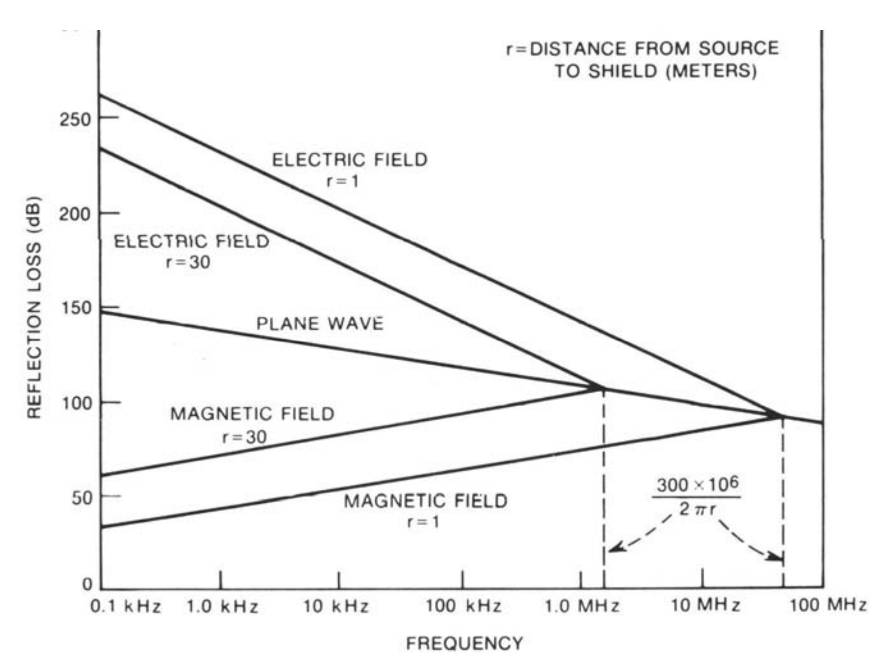


Figure 4.16 - Atténuation par réflexion pour un blindage de cuivre

La figure 4.16 montre l'atténuation par réflexion d'un blindage de cuivre pour des distances sources de perturbation - blindage de 1 et de 30 m. La droite "plane wave" représente l'équation 4.22 en champ lointain, les droites "Electric field" correspondent à l'équation 4.24 et les droites "Magnetic field" correspondent à l'équation 4.26. L'intersection des droites en champ proche avec la droite de champ lointain, se fait à $r = \frac{\lambda}{2\pi}$ soit $f = \frac{c}{2\pi r}$.

4.5.4.4 - Réflexions multiples - S_m

L'onde qui a pénétré dans le blindage, est atténuée du facteur S_a, puis parvient à la face de sortie. Une nouvelle réflexion intervient, et nous en avons tenu compte dans les calculs précédents. Cependant cette onde réfléchie, sera à nouveau réfléchie par la face d'entrée, reviendra sur la face de sortie où elle subit encore une réflexion - transmission, et ainsi de suite.

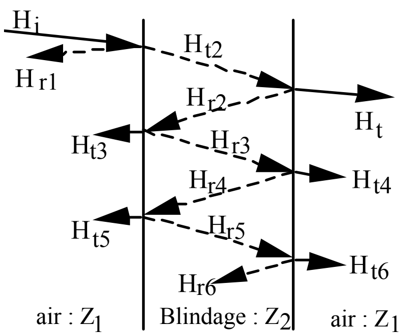


Figure 4.17 - Réflexions multiples dans un blindage

Dans la majorité des cas on peut négliger l'effet de ces réflexions multiples, si l'atténuation par absorption S_a est suffisante: en effet H_{r3} a déjà traversé 3 fois l'épaisseur du blindage lorsqu'il parvient sur la face de sortie, **pour un blindage d'épaisseur supérieure à δ l'atténuation est largement suffisante pour qu'on puisse négliger l'effet des réflexions multiples : S_m = 0 dB.**

Pour un blindage mince, nous constatons que l'intensité H_{t4}, après le premier aller-retour des réflexions

multiples vaut $H_t \cdot \left(\frac{Z_1 - Z_2}{Z_1 + Z_2}\right)^2$ · (atténuation par 2 traversées du blindage). Du fait qu'on a pratiquement toujours $Z_1 >> Z_2$ le coefficient de réflexion est très proche de 1 et le seul effet qui permette de diminuer H_{t4} est l'atténuation dans l'épaisseur du blindage. Nous pouvons donc estimer H_{t4} en fonction de H_t en utilisant l'absorption dans une double épaisseur : $H_{t4} = H_t\, e^{-2t/\delta}$, puis calculer l'effet S_m à partir de la somme des réflexions multiples (progression géométrique) et du champ direct H_t :

$$S_m = 20 \text{ Log}\left(1 - e^{-2t/\delta}\right) \quad [\text{dB}] \qquad (4.27)$$

Ce coefficient est toujours négatif, puisque les réflexions multiples renforcent le champ transmis à la sortie du blindage. La figure 4.18 représente S_m en fonction du rapport entre l'épaisseur du blindage (t) et la profondeur de pénétration (δ)

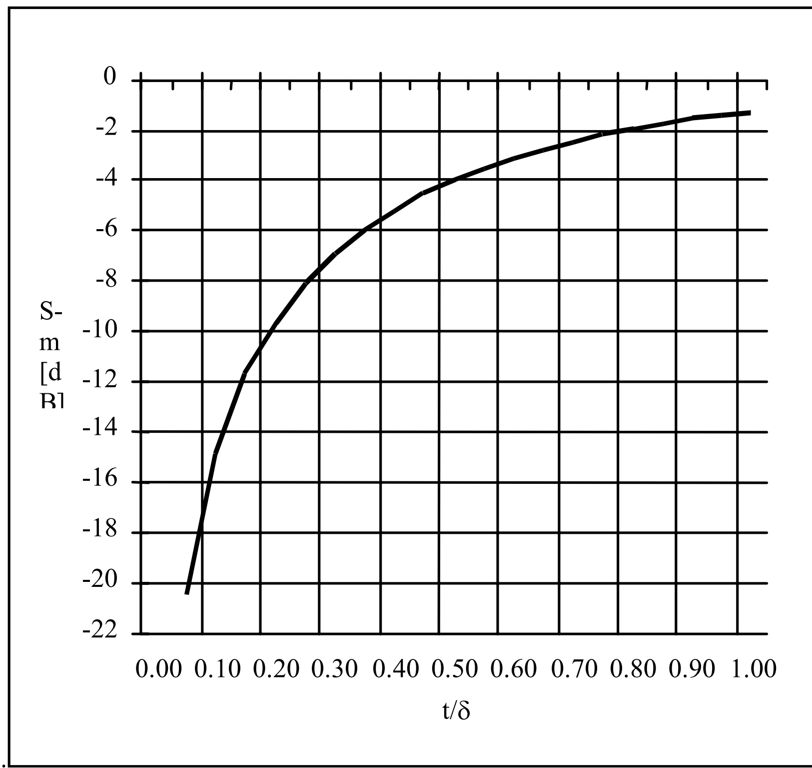


Figure 4.18 - Correction due aux réflexions multiples

Notons encore un comportement différent pour le champ E et pour le champ H: Du fait que $Z_1 >> Z_2$ on remarque que le champ électrique est presque entièrement réfléchi sur la face d'entrée $E_{t2} = \frac{2Z_2}{Z_1 + Z_2} E_i << E_i$.

Par contre le champ magnétique est pratiquement doublé à l'intérieur du blindage : $H_{t2} = \frac{2Z_1}{Z_1 + Z_2} H_i \approx 2 H_i$.

Pour un blindage en matériau magnétique il y a risque de saturation en présence de forts champs magnétiques, d'où une dégradation supplémentaire de l'efficacité du blindage.

4.5.5 Effet global

En champ lointain ou en présence d'un champ électrique, nous utilisons la somme des atténuations par absorption S_a (4.17) et par réflexion en champ lointain S_r (4.22), éventuellement corrigée par l'effet des réflexions multiples S_m (4.27) si le blindage est mince (t < δ). On constate alors que l'efficacité du blindage est due essentiellement à la réflexion en basse fréquence, qu'elle passe par un minimum à fréquence intermédiaire, puis augmente rapidement en haute fréquence lorsque l'absorption est prépondérante. L'effet des réflexions multiples dégrade quelque peu l'efficacité en basse fréquence.

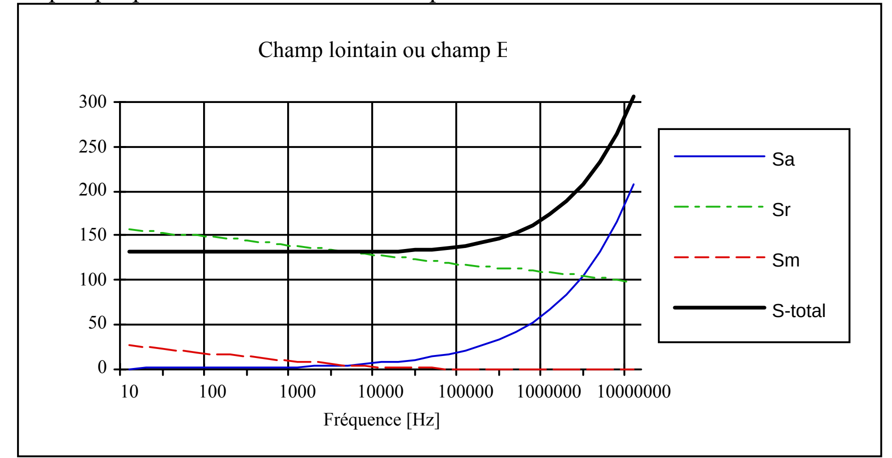


Figure 4.19 - Efficacité d'un blindage de cuivre, épaisseur t=0.5 mm

L'efficacité en champ lointain ou en champ électrique est donc toujours assez élevée. Par contre à proximité d'une source de champ magnétique, il faut utiliser les pertes par réflexion en champ proche (4.26), croissant avec la fréquence, si bien que l'on constate une totale inefficacité du blindage en basse fréquence.

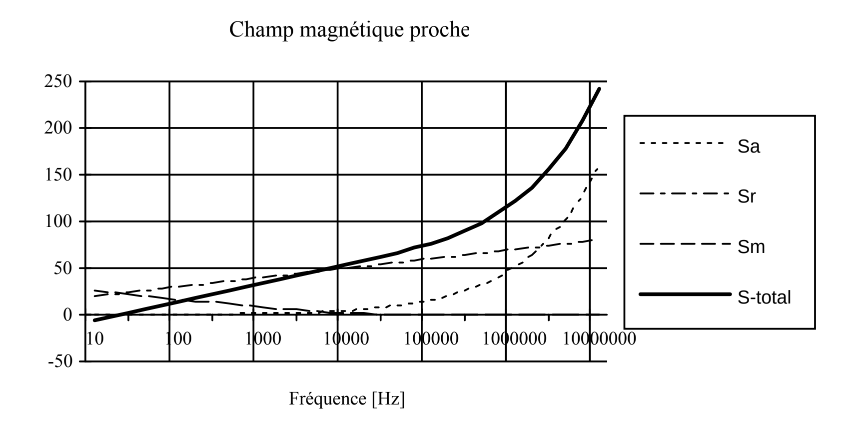


Figure 4.20 - Efficacité d'un blindage d'aluminium, t=0.5 mm à 50 cm de la source

On voit qu'en champ magnétique proche, l'atténuation principale vient des pertes par absorption, et que celle-ci n'interviennent qu'à moyenne, voir haute fréquence. Il est par conséquent très difficile de se protéger contre un couplage inductif à basse fréquence. Le seul moyen d'obtenir une réduction en très basse fréquence est d'utiliser un blindage hautement perméable (Mu-métal). Dans ce cas, les lignes de champ vont se concentrer dans le blindage lui-même, et le champ magnétique interne sera fortement réduit, en proportion des réluctances du blindage et de la cavité (W. Duff - Fundamentals of EMC - indique une atténuation égale à $\frac{\mu \cdot t}{s}$ où μ est la perméabilité du blindage, t son épaisseur et s la demi longueur de la cavité, dans la direction des lignes de champ).

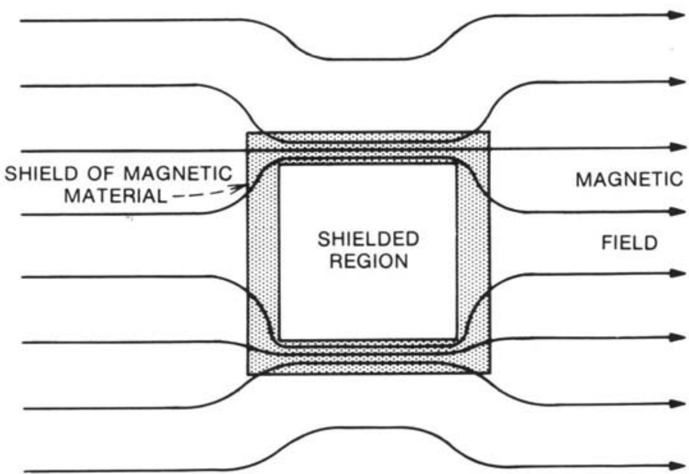


Figure 4.21 - Réduction du champ interne dans un blindage à faible réluctance

L'utilisation d'un blindage en matériau magnétique (acier, Mu-métal) n'apporte que peu d' avantages en basse fréquence: Si les pertes par absorption augmente (μ_r augmente beaucoup plus que σ_r), les pertes par réflexions diminuent. De plus ces matériaux posent d'autres problèmes: μ diminue avec la fréquence, il y a risque de saturation (donc diminution effective de μ) et l'usinage ou la mise en forme risquent également de diminuer μ.

4.5.6 - Ouvertures dans le blindage

Une ouverture dans un blindage laisse évidemment passer l'onde de l'autre coté. Son influence est liée à la plus grande dimension linéaire de l'ouverture plutôt qu'à sa surface. Intuitivement on peut comprendre ceci par le fait que sous l'effet du champ des courants circulent dans le blindage. Une ouverture oblige ces courants à se détourner. Qu'une ouverture de longueur D soit large ou mince aura peu d'influence sur la déformation de ces courants, donc peu d'influence sur l'atténuation de l'onde. Pour une longueur $D < \lambda/2$ l'efficacité du blindage devient (principe de Huygens - approximation $\sin x \approx x$)

$$S_o = 20 \text{ Log}\left(\frac{\lambda}{2D}\right) \qquad (4.28)$$

On constate donc que l'efficacité intrinsèque du blindage ne représente qu'une limite idéale qui suppose un blindage sans aucun défaut. La moindre ouverture, la moindre fente détermine à elle seule l'efficacité pratique du blindage, au moins en haute fréquence lorsque la longueur d'onde devient du même ordre de grandeur que D .

La bande passante des circuits à protéger défini la fréquence maximale à prendre en considération. Pour obtenir une efficacité de 20 dB il faut donc que la longueur maximale de l'ouverture soit de 50 cm à 30 MHz, 5 cm à 300 MHz et 1.5 cm à 1000 MHz! Avec l'augmentation des fréquences d'horloge dans les systèmes numérique on atteint très vite des bandes passantes supérieures à 300 MHz.

4.5.6.1 - Réseau d'ouvertures

Lorsque plusieurs ouvertures de mêmes dimensions sont réparties à des distances inférieures à la longueur d'onde (par exemple un réseau de fentes de ventilation), la réduction d'efficacité du blindage est approximativement proportionnelle à la racine du nombre N d'ouvertures:

$$S_{o\text{-}m} = 20 \text{ Log}\left(\frac{\lambda}{2D\sqrt{N}}\right) = 20 \text{ Log}\left(\frac{\lambda}{2D}\right) - 10 \text{ Log}(n) \qquad (4.29)$$

Par contre si les ouvertures sont sur des faces différentes du blindage, le rayonnement se fait dans des directions différentes et il n'y a pas cumulation. Il est donc avantageux de chercher à répartir les ouvertures sur les faces du blindage.

4.5.6.2 - Fentes et joints

L'accès à l'intérieur du blindage exige au moins une partie démontable (couvercle, porte). Il y aura donc une fente très mince entre la partie fixe et la partie amovible; si l'on ne prend pas de précautions, la longueur de la fente est la longueur d'une face du boîtier! La fixation par vis ne réduira la longueur de la fente que pour autant qu'il y ait continuité électrique entre les différentes pièces. Il faut donc prévoir une zone de bon contact électrique autour de la vis (traitement de surface), et veiller aux risques d'oxydation ou de dégradation électrolytique sous l'effet de l'humidité de l'air (compatibilité chimique des matériaux). L'espacement entre vis définit la longueur de la fente - il peut être désastreux de ne pas monter toutes les vis de fixation après avoir accédé à l'intérieur du blindage. Une meilleure solution consiste à monter un joint EMI assurant un contact électrique sous pression tout au long de la fente.

4.5.6.3 - Fenêtres transparentes

Les affichages (écran d'oscilloscope, affichage numériques) exigent de grandes ouvertures transparentes. Comme on ne peut tolérer de telles longueurs, on utilise 2 solutions de compromis entre transparence optique et

continuité électrique: D'une part un réseau de fils très fin (4 à 60 conducteurs par cm) est disposé entre 2 couches de verre ou de plastic, ce qui permet d'obtenir une transparence de 75 à 95%. D'autre part on peut déposer une fine couche d'or (en raison de sa stabilité) sur le verre ou le plastic; la transparence est un peu moins bonne (70 à 80%), mais assure un blindage continu quoique très mince (quelques µm). - Il est fondamental ici aussi d'assurer un bon contact entre le blindage lui-même et la partie conductrice de la fenêtre, sur tout le pourtour de la fenêtre.

4.5.6.4 - Boîtiers plastic

Pour obtenir tout de même un effet de blindage sur des boîtiers plastic on peut soit recouvrir leur face interne d'une couche conductrice (très mince), soit mouler le plastic autour d'une feuille ou une structure conductrice, soit enfin utiliser un adjuvant rendant la masse du plastic conducteur. Dans tous les cas le contrôle des fentes de construction est plus difficile. De plus les plastics conducteurs ont une résistivité relativement élevée, elle permet une protection contre les décharges électrostatiques (ESD), mais est généralement insuffisante pour la protection contre les rayonnements électromagnétiques (EMI).

4.5.6.5 - Liaison du blindage à la terre

Théoriquement le blindage n'a pas besoin d'être lié à la terre pour assurer une bonne protection. Mais ceci suppose que les circuits à protéger n'ont aucun contact avec l'extérieur. Un blindage flottant aura un potentiel variable, induisant des perturbation, dans le circuit à potentiel fixe. Il est donc indispensable de prévoir une bonne mise à terre du blindage, ce qui permet également d'assurer une protection en cas de défaut d'isolation.

4.6 Découplage

Lorsqu'on analyse un schéma, on suppose toujours que les alimentations ont une résistance interne R_i nulle et qu'elles sont directement reliées au circuit par un contact idéal. C'est loin d'être le cas en pratique, et nous pouvons représenter le cas réel par le schéma de la fig. 4.22.

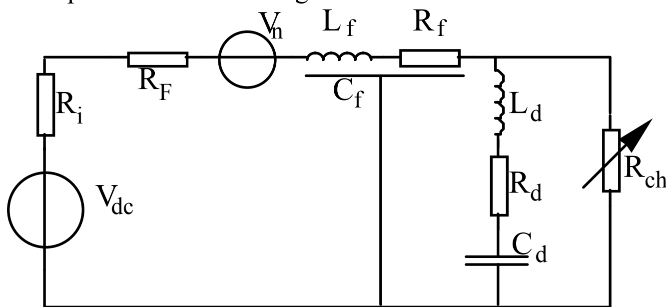


Figure 4.22 - Schéma équivalent du découplage d'une alimentation

L'alimentation V_{dc} a une résistance interne R_i non nulle. Elle est souvent protégée par un fusible R_F. Le consommateur est représenté par une résistance variable au cours du temps R_{ch}. Le condensateur de découplage C_d, placé à l'entrée du consommateur, n'est jamais parfait: sa construction et les pattes de connexion nous obligent à compléter le schéma avec une résistance R_d et une inductance L_d en série avec C_d.

Le fil de liaison peut être représenté par une inductance L_f, une résistance R_f et une capacité C_f, réparties le long du fil, et captant des perturbations V_n par couplage inductif, capacitif ou impédance commune. En DC R_f suffit; en BF on néglige C_f et l'impédance du fil $R_f + j\omega L_f$ devient rapidement importante. En HF c'est une ligne de transmission d'impédance caractéristique $Z_o = \sqrt{\frac{L_f}{C_f}}$. Une variation brusque de courant Δi provoque une chute de tension momentanée $\Delta u = Z_o \cdot \Delta i$ dans la ligne. Si la ligne n'est pas terminée dans son impédance caractéristique, des réflexions apparaissent, de plus la ligne se comporte comme une antenne.

On constate que les variations du courant dans le circuit consommateur, éventuellement les courants des autres circuits placés en aval de la ligne, vont provoquer des perturbations sur la tension d'alimentation à l'entrée du circuit. Il faut donc absolument minimiser R_i, R_F et Z_o (choix des éléments, types de câbles), ou utiliser un circuit de découplage dont le but est d'empêcher les variations brusques de courant de se propager dans la ligne, ou, à l'inverse, d'empêcher les variations de tension (perturbations) présentes sur la ligne de pénétrer dans le consommateur.
Le circuit de découplage est donc essentiellement un filtre passif (circuit LC ou RC), nécessaire lorsque l'impédance caractéristique Z_o de la ligne est trop élevée. Il a pour effet:

- *de séparer le circuit à protéger et son alimentation* ***(éviter une variation de la tension d'alimentation due aux courants du consommateur)***
- *d'éliminer le couplage entre circuits* ***(impédance commune - déparasitage)***
- *d'empêcher le bruit de la ligne d'alimentation de pénétrer dans le circuit*

Dans de rares cas, il est possible de prévoir un découplage sur des lignes transmettant de l'information.

4.6.1 - Impédance de ligne - type de câblage

L'impédance caractéristique d'une ligne dépend de la forme des conducteurs et de la permittivité relative du diélectrique qui les sépare. Le tableau suivant donne les formules pour des dispositions courantes (*source H.W. Ott)*:

Fils parallèles	$Z_o = \frac{120}{\sqrt{\varepsilon_r}} \cosh^{-1}\left(\frac{D}{d}\right)$ si $D \geq 3d$: $Z_o = \frac{120}{\sqrt{\varepsilon_r}} \ln\left(\frac{2D}{d}\right)$
Fil sur plan de terre	$Z_o = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_r}} \cosh^{-1}\left(\frac{2h}{d}\right)$ si $2h \geq 3d$: $Z_o = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_r}} \ln\left(\frac{4h}{d}\right)$
Fils plats parallèles	si w >>h et h>>t $Z_o = \frac{377}{\sqrt{\varepsilon_r}} \left(\frac{h}{w}\right)$
Fil plat sur plan de terre	si w >> h $Z_o = \frac{377}{\sqrt{\varepsilon_r}} \left(\frac{h}{w}\right)$
fils plats, cote à cote	si w >> t $Z_o = \frac{120}{\sqrt{\varepsilon_r}} \ln\left(\frac{\pi(h+w)}{w+t}\right)$

Les 3 premiers cas se retrouvent dans le câblage interne d'un boîtier (câble plat, câble plat avec plan de terre, barres rigides), les trois derniers se réalisent facilement sur circuit imprimé (multicouches, double face, ou simple face).

Les permittivités relatives ε_r des diélectriques courant sont :

Air	1.0
Téflon	2.1
polyéthylène	2.3
polystyrène	2.5
Nylon	3.0
pâte silicone	3.1
PVC	3.5
résine époxy	3.6
verre époxy	4.7
Mylar	5.0
polyuréthanne	7.0

Dans des conditions normales on voit qu'on ne peut guère faire descendre Z_o en dessous de quelques dizaines d'Ohm. C'est pourquoi des barres d'alimentations ont été développées tant pour le câblage des boîtiers que des circuits imprimés, selon la structure de deux conducteurs plats parallèles, séparés par une feuille de Mylar, dont l'impédance caractéristique est de 2 à 5 Ω (par exemple largeur 6.25 mm, épaisseur de Mylar 0.12 mm : Z_o = 3.4 Ω). L'utilisation de tels bus d'alimentation est hautement recommandée, elle permet d'éviter l'usage de condensateurs de découplage individuels sur chaque circuit intégré.

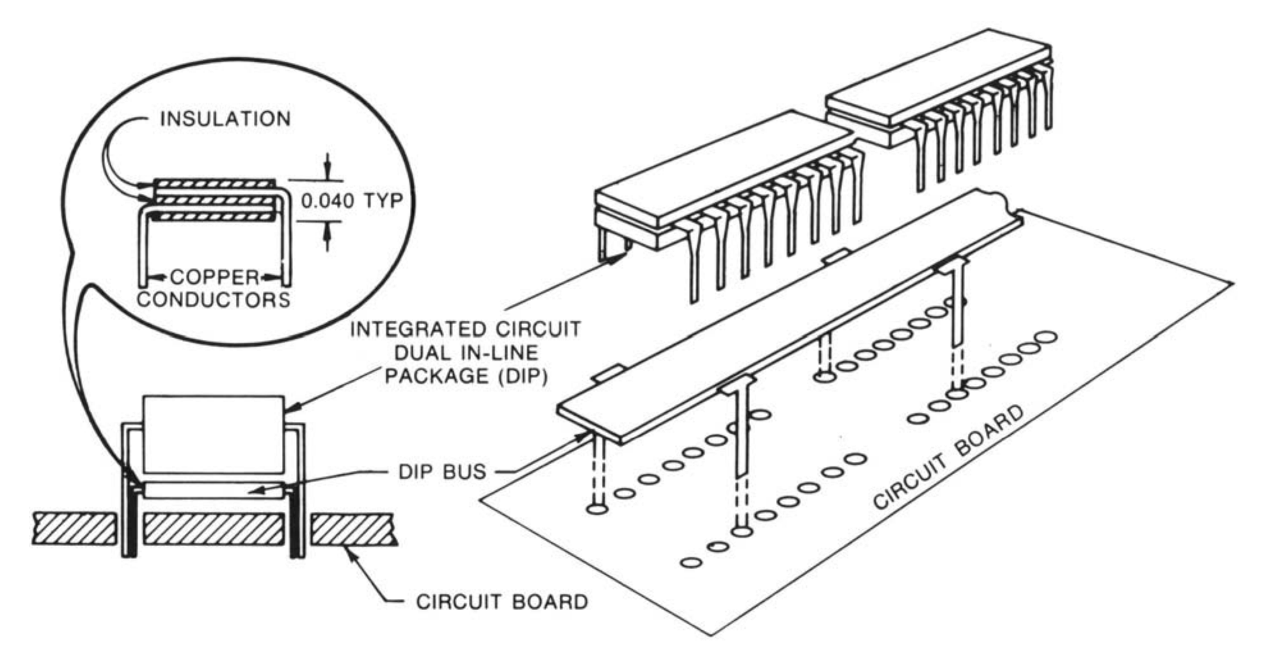


Figure 4.23 - Barre d'alimentation sous un circuit intégré

4.6.2 - Capacité de découplage

On cherche à réaliser un filtre passif de type passe bas. Pour des alimentations l'idéal serait de ne laisser passer que le courant continu, et de bloquer tout signal à fréquence différente de zéro. Par conséquent on place un condensateur de découplage à l'entrée du circuit entre la ligne à protéger et le "commun". Associé à l'impédance de la ligne de liaison, ce condensateur forme un filtre passe bas.

Pour obtenir un bon découplage, il faut obtenir une fréquence de coupure assez basse:

L_f prépondérant :
$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_d}} \quad (4.30)$$

R_f+R_F+R prépondérant :
$$f_c = \frac{1}{2\pi(R_f+R_F+R)C_d} \quad (4.31)$$

On voit donc qu'on a intérêt à choisir C_d de grande valeur (1 à 10 µF). Malheureusement les condensateurs électrolytiques ont un mauvais comportement à haute fréquence (L_d et R_d rapidement importants), il faut donc ajouter un condensateur céramique (10 à 100 nF) en parallèle avec le condensateur électrolytique, et maintenir la longueur des pattes aussi courtes que possible (pour maintenir L_d faible).

Les éléments de découplage doivent être placés à l'entrée des circuits sensibles :

- ***entrée des fils dans le boîtier : pour maintenir les perturbations à l'extérieur du boîtier et éviter que le fil ne leur permette de rayonner sur les circuits internes, dégradant ainsi l'effet du blindage par le boîtier.***

- ***entrée des circuits imprimés, pour minimiser les perturbations par impédance commune entre les différents circuits du boîtier***

- ***entrée des amplificateurs et circuits partiel sur un circuit imprimé (idem)***

4.6.2.1 Condensateurs de traversée

Les condensateurs habituels ont des pattes de connexion, même si au montage on essaye d'obtenir de pattes très courtes, elles augmentent l'inductance parasite. C'est pourquoi il faut utiliser des condensateurs spéciaux dit "condensateurs de traversée" (en anglais *"feed-through capacitor"*) de forme coaxiale se fixant dans le trou de traversée du boîtier, et permettant un contact sans ajouter d'inductance.

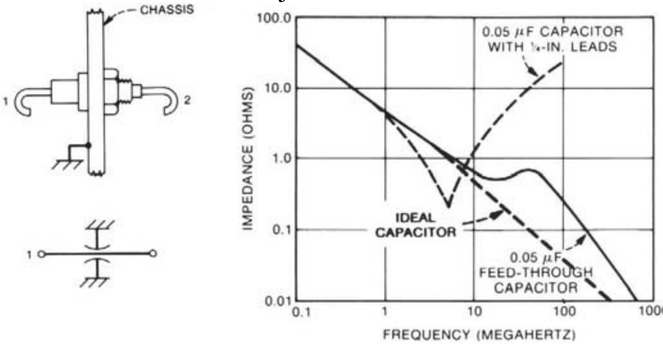


Figure 4.24- Condensateur de traversée et caractéristique en fréquence

On voit que jusque vers 1 MHz, le comportement de ce condensateur est semblable à celui d'un condensateur au mica avec des pattes de 6 mm. Par contre dès 10 MHz l'inductance des pattes de ce dernier le rendent totalement inefficace, alors que le condensateur de traversée conserve une caractéristique de condensateur.

4.6.2.2 Effet du condensateur de découplage sur un amplificateur

Généralement l'effet du circuit de découplage est double : il protège le circuit des perturbations externes, et, simultanément, il l'empêche de transmettre des perturbations. La fig. 4.24 illustre le cas du découplage d'un amplificateur: en l'absence du circuit de découplage, les perturbations de V_{cc} se transmettent par R_{b1} et R_{b2} sur la base du transistor, sont amplifiées, et réapparaissent sur la sortie du circuit (ici l'émetteur du transistor).

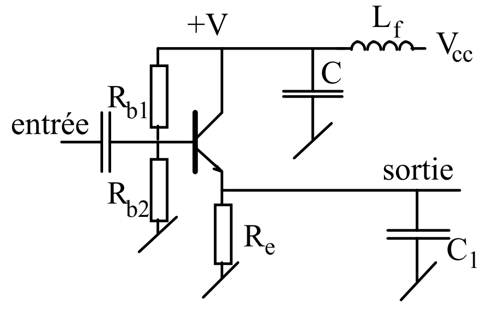


Figure 4.25 - Découplage d'un amplificateur

On constate en plus un phénomène de contre réaction: toute augmentation brusque de la tension de sortie implique un forte variation du courant en raison de la capacité parasite de la ligne transmettant le signal vers un utilisateur (C_1). Ce courant doit provenir du collecteur du transistor. En l'absence du condensateur de découplage C, ou si celui-ci est du même ordre de grandeur que C_1, l'inductance de la ligne s'oppose à la variation de courant et implique une diminution momentanée du potentiel d'alimentation de l'ampli (+V). Cette diminution se reporte sur la base, puis sur la sortie. Selon les temps de réponse de l'amplificateur, ce genre de phénomène peut conduire à une oscillation permanente du circuit!

Si l'on ajoute un condensateur de découplage $C >> C_1$, alors les perturbations de V_{cc} ne parviennent pas sur la base (elles sont fortement atténuées par l'impédance de la ligne et le condensateur C), et la sortie n'est plus perturbée. De plus les variations du courant de sortie sont fournies par le condensateur C, évitant à la fois le risque de contre réaction et la transmission de ces perturbations le long de la ligne d'alimentation.

4.6.3 - Anneau de ferrite - découplage L-C ou R-C

La qualité du découplage dépend des caractéristiques de la ligne, pour diminuer la fréquence de coupure il faut rechercher soit une inductance assez haute, soit une résistance relativement élevée. Cependant, la ligne transmettant un signal continu (ou basse fréquence), ajouter une résistance en série avec la ligne provoque des pertes qu'on ne peut tolérer.

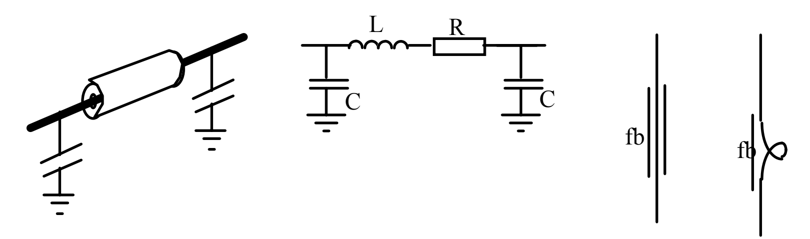


Figure 4.26 - Anneau de ferrite - schéma équivalent - symbole

Sur les lignes de câblage, à l'intérieur d'un boîtier, on peut ajouter un anneau de ferrite juste à coté de la borne de liaison. Ceci a pour effet d'augmenter localement l'inductance de la ligne. En d'autre termes on ajoute entre la ligne et le condensateur de découplage une petite inductance qui augmente l'efficacité du circuit de découplage vis-à-vis des perturbations présentes sur la ligne. Par contre on ne diminue que peu l'influence du circuit sur la ligne. Pour obtenir un circuit aussi efficace dans une direction que dans l'autre, il suffit d'ajouter un 2e condensateur de découplage de l'autre coté de l'inductance. Généralement l'un des condensateurs sera un condensateur de traversée, monté sur le blindage de l'appareil.

Le fait d'ajouter une inductance au circuit conduit à réaliser un circuit résonnant (fréquence de résonance $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$, et taux d'amortissement $\xi = \frac{R}{2} \cdot \sqrt{\frac{C}{L}}$). Aux environs de f_r et pour un faible taux d'amortissement la tension de sortie du circuit de découplage (V_o) devient plus grande que celle d'entrée (V_{in}) . Il faut donc absolument s'assurer que f_r est largement en dessous des fréquences des perturbations, ou choisir une valeur de R suffisante pour obtenir un taux d'amortissement supérieur à 0.5 .

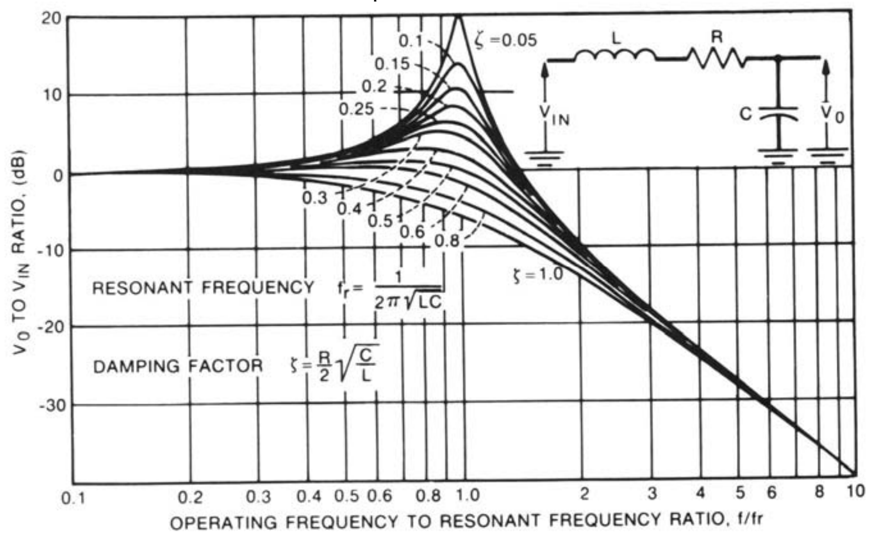


Figure 4.27 - Réponse du circuit de découplage

C'est pourquoi on est amené à utiliser 2 types de ferrites différents (fig. 4.28): L'anneau 1 a une impédance constante dans le domaine utile, on parle d'anneau de type résistif. L'anneau 2 présente une augmentation d'impédance proportionnelle à la fréquence, semblable à une inductance, on parle d'anneau de type inductif. En basse fréquence les deux anneaux ont un comportement inductif.

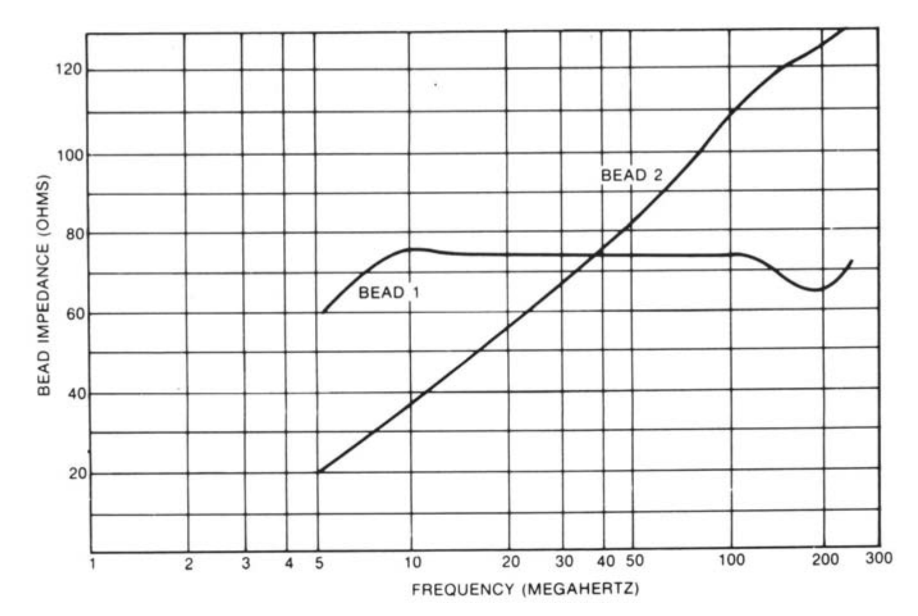


Figure 4.28 - Anneau de ferrite : impédance en fonction de la fréquence

Dans les deux cas, il n'y a pas d'augmentation de la résistance de la ligne d'alimentation en courant continu. On n'augmente donc pas les pertes sur l'alimentation. Par contre en haute fréquence, si les condensateurs sont de qualité et reliés à une bonne terre, le circuit atténue fortement les perturbations.

4.7 Conception des circuits imprimés

4.8 Mesures et qualification